

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**



**PROYECTO FIN DE CARRERA**

**ARRAY DE ANTENAS DE PARCHE CON POLARIZACIÓN  
DUAL LINEAL/CIRCULAR Y APUNTAMIENTO VARIABLE  
PARA APLICACIONES WIMAX A 3.5 GHz**

Víctor Luzón Mesas

Abril 2011

# **ARRAY DE ANTENAS DE PARCHE CON POLARIZACIÓN DUAL LINEAL/CIRCULAR Y APUNTAMIENTO VARIABLE PARA APLICACIONES WIMAX A 3.5 GHz**

AUTOR: Víctor Luzón Mesas

TUTOR: José Luis Masa Campos

Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas  
Escuela Politécnica Superior  
Universidad Autónoma de Madrid

Abril 2011



## RESUMEN

En este proyecto se describe el proceso de diseño, fabricación y medida de un circuito de radiofrecuencia fabricado mediante tecnología microstrip, que funcionará como una red de alimentación para una antena de parche de 8x8 elementos con apuntamiento variable en la banda WiMAX (3.3 - 3.7GHz).

Partimos del diseño de una celda base de 2x2 elementos con polarizador circular externo de bajo perfil fabricada en un proyecto de fin de carrera previo que se integrará dentro del sistema radiante de 8x8 elementos diseñado en otro proyecto posterior.

La red de alimentación permitirá a la celda base formar una red de haces conmutados fijos mediante la utilización de una matriz de Butler 4x4. Además mediante la utilización de desfasadores digitales, el sistema de 64 elementos permitirá seleccionar diferentes apuntamientos según la diferencia de fase relativa entre las celdas base. Esta red también estará formada por switches de conmutación para seleccionar los diferentes estados de la matriz de Butler y los modos de funcionamiento, ya sea transmisión (TX) o recepción (RX).

Para la correcta caracterización de los elementos que componen la red de alimentación se han construido los diferentes módulos (switch1a2, desfasador, switch1a4 y matriz de Butler) en placas de evaluación independientes.

Finalmente se realizan medidas de la red de alimentación individualmente y junto con la celda base 2x2 en polarización lineal y circular.

## LISTA DE PALABRAS CLAVE

Celda base, array de antenas, polarizador, WiMAX, microstrip, fabricación, reflexión, pérdidas, Switch, desfasador digital, matriz de Butler, red de alimentación, transceptor, analizador vectorial de redes, diagrama de radiación.



# ABSTRACT

This project describes the whole process of desing, farication and measuremnt of a radio-frecuency circuit using microstrip technology. This circuit is the feeding netwok pf the 2x2 bace cell of a 8x8 phased array antenna in the WiMAX band (3.3 – 3.7 GHz).

Previous works to this proyect are: the base cell of 2x2 elements with a low profile, external polarizer for circular polarization performance, as well as the base cell integration in the 8x8 radiating array system.

The 2x2 base cell feeding network is able to point the beam to fixed switched beams by means of a 4x4 butler matrix. Moreover, by using digital phase shifters, the 64 elements of the 8x8 phased array antenna will be able to select different pointing angles depending on the relative phase difference between the basic cells. The 2x2 base cell feeding network is also composed of RF switches in order to select the different states of the Butler matrix and operating modes: transmission (TX) or reception (RX).

For a valid characterization of the elements of the feeding network, the modules (switch1a2, digital phase shifter, switch1a4 and Butler matrix) have been built in in separate evaluation boards.

Finally, measurements of the elements of the feeding network have been performed as well as aradiation pattern characterization of the basic 2x2 base cell in circular (with low profile polarizer) and linear polarization.

# KEY WORDS

Base cell, antenna array, polarizer, WiMAX, microstrip, manufacturing, scattering, losses, Switch, digital phase shifter, Butler matrix, feeding network, transceptor, vector network analycer, radiation pattern.

# AGRADECIMIENTOS

Primeramente, quiero dar las gracias a mi tutor, José Luis Masa por toda la ayuda que me ha dado para poder realizar este proyecto de fin de carrera y todo lo que me ha enseñado, gracias a él he aprendido mucho durante estos dos largos años de proyecto. En general también a todos los profesores de la escuela que tanto me han enseñado durante estos años de carrera.

En segundo lugar, quiero dar las gracias a mi familia al completo, por todo lo que se han interesado por mí durante todos estos años de carrera. En especial a mis padres Vicente, Loli y a mi hermana Laura, que han vivido de cerca todos los buenos y malos momentos por los que he pasado para llegar hasta aquí. Gracias a vosotros todo ha sido mas fácil, pues siempre me habéis indicado el camino correcto que debía seguir y habéis insistido tanto para evitar rendirme, sobre todo en estos últimos momentos.

No me puedo olvidar de todos los compañeros de la carrera, pero sobre todo dar las gracias a Héctor por todas las horas que me ha soportado en clase y por compartir tantas y tantas practicas juntos. También como no, a Muñecas, Talón, Alvarito, Edu y muchos más, gracias a vosotros, estos años de clases, practicas, exámenes y fiestas han sido más divertidos. Me alegro de haberos conocido y espero que nos sigamos viendo durante muchos años más.

También dar las gracias a todos mis compañeros de trabajo de RNE que tanto me han insistido en que terminara este proyecto de una vez. Gracias por ayudarme de una manera u otra a que pudiera acabarlo a tiempo.

A los amigos de toda la vida Roberto, Luis, Christian, Rubén, Ramón, Álvaro, Rafa, Nacho, Jorge, Alex y Frutas por todos los momentos vividos durante estos años y los que nos quedan. También a Gloria por todos los momentos que hemos compartido juntos.

Por ultimo también a Bea, gracias por ayudarme a sacar las fuerzas necesarias para empezar a escribir esta memoria y por todo el apoyo que me has dado desde que nos conocemos.



# ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
1.1 Motivación.....	1
1.2 Objetivos.....	2
1.3 Organización de la memoria.....	3
 <b>2. Parámetros básicos de antenas y circuitos de radiofrecuencia.....</b>	<b>4</b>
2.1. Introducción.....	4
2.2. Impedancia.....	5
2.3. Adaptación.....	5
2.4. Relación de onda estacionaria (ROE).....	7
2.5. Intensidad de radiación.....	8
2.6. Diagrama de radiación.....	9
2.7. Directividad.....	11
2.8. Ganancia.....	12
2.9. Polarización.....	13
2.10. Ancho de banda.....	14
2.11. Parámetros de dispersión.....	15
2.12. Teoría microstrip.....	17
2.12.1 Líneas de transmisión.....	17
2.12.2 Introducción a los parches.....	19
2.13. Arrays de antenas.....	20
2.13.1 Arrays lineales.....	22
2.13.2 Arrays planos.....	22
2.13.3 Phased arrays.....	23
 <b>3. Estudio de la Celda Base 2x2 e integración en la antena global.....</b>	<b>24</b>
3.1 Descripción de la celda base 2x2.....	24
3.1.1. Polarizador externo.....	26
3.2 Módulo de RF para cada celda base.....	27
3.3 Integración de la celda 2x2 dentro de la antena global de 64 elementos.....	29
 <b>4. Diseño y construcción individual de cada modulo.....</b>	<b>32</b>
4.1 Introducción.....	32
4.2 Fabricación.....	32
4.2.1 Diseño del circuito.....	32
4.2.2. Fabricación del PCB.....	34
4.2.3. Metalización de Taladros.....	35
4.2.4. Montaje y conexionado de componentes.....	36
4.3 Placa de Evaluación del Switch 1 a 2 PE4283.....	39
4.3.1. Descripción y funcionamiento.....	39
4.3.2. Diseño de la placa de evaluación y construcción.....	40
4.3.3. Resultados y medidas.....	42

4.4 Placa de Evaluación del Switch 1 a 2 VSWA2.....	44
4.4.1. Descripción y funcionamiento.....	44
4.4.2. Diseño de la placa de evaluación y construcción.....	44
4.4.3. Resultados y medidas.....	47
4.5 Placa de Evaluación del desfasador digital MAPS-008843-PKG008.....	49
4.5.1. Descripción y funcionamiento.....	49
4.5.2. Diseño de la placa de evaluación y construcción.....	50
4.5.3. Resultados y medidas.....	54
4.6 Placa de Evaluación del Switch 1 a 4 mediante Switch SPDT VSWA2.....	57
4.6.1. Descripción y funcionamiento.....	57
4.6.2. Simulación del diseño teórico.....	57
4.6.3. Diseño de la placa de evaluación y construcción.....	60
4.6.4. Resultados y medidas.....	63
<b>5. Diseño y construcción de la Matriz de Butler 4x4.....</b>	<b>65</b>
5.1. Introducción.....	65
5.2. Descripción y funcionamiento.....	66
5.3. Placa de Evaluación del acoplador Híbrido.....	69
5.3.1. Descripción y funcionamiento.....	69
5.3.2. Diseño de la placa de evaluación y construcción.....	71
5.3.3. Resultados y medidas.....	72
5.4. Estudio de la matriz de Butler 4x4 para un array lineal.....	75
5.4.1. Simulación y diseño de la matriz de Butler para arrays lineales.....	75
5.4.2. Construcción, medidas y resultados.....	79
5.5. Estudio de la matriz de Butler 4x4 para un array en 2D.....	82
5.5.1. Simulación y diseño de la matriz de Butler para arrays 2D.....	82
5.5.2. Construcción, medidas y resultados.....	87
<b>6. Diseño final, fabricación y medida de la red de alimentación WiMAX para cada celda base 2x2.....</b>	<b>90</b>
6.1. Introducción.....	90
6.2. Diseño de la red de alimentación WiMAX.....	90
6.3. Fabricación de la red de alimentación.....	96
6.4. Medidas y resultados de la red de alimentación.....	100
6.5. Red de alimentación con celda base 2x2 en polarización lineal.....	106
6.6. Red de alimentación con celda base 2x2 en polarización circular.....	114
<b>7. Módulo transceptor de WiMAX.....</b>	<b>123</b>
7.1 Descripción.....	123
7.2 Funcionamiento en Modo TX.....	125
7.3 Funcionamiento en modo RX.....	126
<b>8. Conclusiones y trabajo futuro.....</b>	<b>128</b>
8.1 Conclusiones.....	128
8.2 Trabajo futuro.....	129

<b>Referencias.....</b>	<b>131</b>
<b>Anexos.....</b>	<b>I</b>
<b>A. Introducción a la caracterización de los componentes de RF.....</b>	<b>I</b>
A.1 Analizador de redes Agilent- Modelo E5070C.....	I
A.2 Kit de calibración del analizador de redes.....	II
<b>B. Publicaciones.....</b>	<b>III</b>
<b>C. Datasheet de componentes.....</b>	<b>IX</b>
C.1 Switch SPDT - PE4283 [Peregrine].....	X
C.2 Switch SPDT- VSWA2 [Mini-Circuits].....	XVII
C.3 Desfasador digital MAPS-008343-PKG003 [Tyco Electronics].....	XXII
C.4 Acoplador híbrido 90° QCN-45D+ [Mini-Circuits].....	XXVI
C.5 Transceptor WiMAX – MAX2838 [MAXIM].....	XXIX
<b>D. Planimetría.....</b>	<b>XXXVIII</b>
D.1 Plano N°1: Placa de evaluación del Switch 1a2 PE4283.....	XXXIX
D.2 Plano N°2: Placa de evaluación del Switch 1a2 VSWA2.....	XL
D.3 Plano N°3: Placa de evaluación del Desfasador Digital MAPS- PK003.....	XLI
D.4 Plano N°4: Placa de evaluación del Switch 1a4 .....	XLII
D.4.1. Cara superior e inferior.....	XLII
D.4.2. Zócalo.....	XLIII
D.5 Plano N°5: Placa de evaluación del Acoplador Híbrido 90° QCN-45D+.....	XLIV
D.6 Plano N°6: Placa de evaluación de la Matriz de Butler para arrays lineales.....	XLV
D.7 Plano N°7: Placa de evaluación de la Matriz de Butler para arrays 2D.....	XLVI
D.8 Plano N°8: Placa final WiMAX para celda base 2x2.....	XLVII
D.8.1. Cara superior.....	XLVII
D.8.2. Cara inferior.....	XLVIII
D.8.3. Placas auxiliares.....	XLIX
D.8.4. Zócalo.....	L
<b>E. Presupuesto.....</b>	<b>LI</b>
<b>F. Pliego de condiciones.....</b>	<b>LIII</b>

# ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 2.1	Generador conectado a una antena a través de una línea de transmisión.....	6
Fig. 2.2	Sistema de coordenadas esférico.....	8
Fig. 2.3	Diagrama de radiación tridimensional de un dipolo (izquierda) y de una Yagi (derecha).....	10
Fig. 2.4	Diagrama de radiación en coordenadas polares (izquierda) y cartesianas (derecha).....	10
Fig. 2.5	Diferentes tipos de diagramas de radiación.....	11
Fig. 2.6	Directividad de una antena.....	11
Fig. 2.7	Diferentes trazos descritos por una onda en el tiempo.....	13
Fig. 2.8	Esquema de una red de dos puertos.....	15
Fig. 2.9	Esquema de una línea de transmisión microstrip (izquierda) y radiación de las líneas de campo eléctrico (derecha).....	17
Fig. 2.10	Estructura de una antena de parche microstrip.....	19
Fig. 2.11	Ejemplos de diferentes tipos de arrays.....	20
Fig. 2.12	Esquema de N arrays lineales separados una distancia fija $d$ .....	22
Fig. 2.13	Array plano de MxN elementos situado en el plano XY.....	23
Fig. 3.1	Esquema del array 2x2 sin polarizador (izquierda) y con polarizador (derecha).....	25
Fig. 3.2	Estructura de parches apilada para el elemento lineal (sin polarizador externo).....	26
Fig. 3.3	Estructura del polarizador (izquierda) y configuración de las capas (derecha).....	27
Fig. 3.4	Esquema de la red de alimentación de la celda base 2x2.....	28
Fig. 3.5	Esquema del transceptor WiMAX conectado a la red de alimentación.....	29
Fig. 3.6	Sistema SDMA. Múltiplexación de dos usuarios.....	29
Fig. 3.7	Antena global de 64 elementos. Agrupamientos 2x2 o 1x4 resaltados.....	30
Fig. 3.8	Diferentes conexiones de la red de alimentación a la celda base de la antena global 8x8.....	31
Fig. 4.1	Estrechamiento de las líneas de transmisión al entrar en un pad de un componente.....	34
Fig. 4.2	Maquina de control numérico de la EPS.....	34
Fig. 4.3	Varias configuraciones de taladros metalizados en las placas de evaluación fabricadas. a) Sin taladros, b) Taladro para isleta GND, c) Taladro para cambiar de cara, d) Taladro para plano de masa del encapsulado.....	35
Fig. 4.4	Remachadora para taladros metalizados de la EPS (izquierda) y remaches de cobre (derecha).....	36
Fig. 4.5	Microscopio binocular con aumentos continuos de la EPS.....	37

Fig. 4.6 Descripción de los encapsulados SMD utilizados en resistencias y condensadores.....	38
Fig. 4.7 Encapsulado del Switch SPDT PE4283 (izquierda) y configuración de los pines (derecha).....	39
Fig. 4.8 Diseño de la placa de evaluación del Switch 1a2 PE4283.....	40
Fig. 4.9 Esquema del zócalo de rigidez utilizado en las placas de evaluación.....	41
Fig. 4.10 Placa de evaluación del Switch 1a2 PE4283.....	41
Fig. 4.11 Transmisión del Switch PE4283 en cada estado.....	42
Fig. 4.12 Aislamiento del Switch PE4283 entre puertos para cada estado.....	42
Fig. 4.13 Reflexión del Switch PE4283 en el puerto común (RFC).....	42
Fig. 4.14 Reflexión del Switch Pe4283 en los puertos de salida (RF1 y RF2).....	42
Fig. 4.15 Perdidas por inserción del Switch PE4283 en los estados RF1 y RF2.....	43
Fig. 4.16 Diagrama de bloques del Switch 1a2 con los giradores de impedancias.....	43
Fig. 4.17 Encapsulado del Switch SPDT VSWA2-63DR+ (izquierda) y configuración de sus pines (derecha).....	44
Fig. 4.18 Diseño de la placa de evaluación del Switch 1a2 VSWA2.....	45
Fig. 4.19 Placa de evaluación del Switch VSWA2. Vista de planta (arriba) y en perspectiva (debajo).....	46
Fig. 4.20 Transmisiones del Switch VSWA2 en cada estado.....	47
Fig. 4.21 Aislamiento del Switch VSWA2 entre puertos para cada estado.....	47
Fig. 4.22 Reflexión del Switch VSWA2 en el puerto común (RFC).....	48
Fig. 4.23 Reflexión del Switch WSWA2 en los puertos de salida (RF1 y RF2).....	48
Fig. 4.24 Perdidas por inserción del Switch VSWA2 en los estados RF1 y RF2.....	48
Fig. 4.25 Asignación de pines del desfasador (Phase Shifter).....	50
Fig. 4.26 Esquema del circuito de protección de los puertos de control del desfasador.....	50
Fig. 4.27 Diseño de la placa de evaluación del desfasador digital MAPS-008343-PKG003.....	51
Fig. 4.28 Placa de evaluación del desfasador digital.....	52
Fig. 4.29 Diseño de la placa de evaluación del desfasador digital con la línea de calibración.....	53
Fig. 4.30 Perdidas de inserción y VSWR de los puertos RF1 y RF2 en el estado de referencia.....	54
Fig. 4.31 Reflexión de entrada (RF1) en los diferentes estados de fase del desfasador.....	54
Fig. 4.32 Reflexión de salida (RF2) en los diferentes estados de fase del desfasador.....	54
Fig. 4.33 Transmisiones RF1-RF2 para los diferentes estados del desfasador.....	55
Fig. 4.34 Desplazamientos de fase relativos para los diferentes estados del desfasador.....	55
Fig. 4.35 Error de fase típico en los diferentes estados del desfasador para ciertas frecuencias.....	56
Fig. 4.36 Esquema de diseño del Switch 1a4 a partir de Switches 1a2.....	57
Fig. 4.37 Captura de pantalla del esquema del Switch 1a4 diseñado con ADS.....	58
Fig. 4.38 Simulación de la reflexión de entrada (RFC) en los 4 estados del Switch 1a4.....	59



Fig. 4.39 Simulación de la reflexión en los puertos de salida del Switch 1a4.....	59
Fig. 4.40 Simulación de las transmisiones en los diferentes estados de conmutación del Switch 1a4.....	59
Fig. 4.41 Simulación del aislamiento típico en los diferentes puertos del Switch 1a4 para el estado 1.....	59
Fig. 4.42 Diseño de la placa de Evaluación del Switch 1a4.....	61
Fig. 4.43 Placa de evaluación del Switch 1a4 corregida.....	62
Fig. 4.44 Correcciones en la cara superior (izquierda) y en la cara inferior (derecha) de la placa de evaluación del Switch 1a4.....	62
Fig. 4.45 Reflexión de entrada (RFC) en los estados de la placa de evaluación del Switch 1a4.....	63
Fig. 4.46 Reflexión de salida (RF1, RF2, RF3, RF4) en los estados de la placa de evaluación del Switch 1a4.....	63
Fig. 4.47 Transmisiones en los estados de la placa de evaluación del Switch 1a4.....	64
Fig. 4.48 Aislamiento en los diferentes puertos de salida del Switch 1a4 para los distintos estados de conmutación.....	64
Fig. 5.1 Esquema de una Matriz de Butler de 4x4.....	66
Fig. 5.2 Esquema típico de cuatro haces de un array de antenas alimentadas con una matriz de Butler 4x4.....	67
Fig. 5.3 Esquema de Acoplador Híbrido 90°.....	69
Fig. 5.4 Acoplador branch line de 3dB de doble sección a 3.5GHz fabricado en [5].....	70
Fig. 5.5 Fotografía del Híbrido 90° modelo QCN-45D+ (izquierda) con la asignación de pines (derecha).....	70
Fig. 5.6 Diseño de la placa de evaluación del híbrido 90° QCN-45D+.....	71
Fig. 5.7 Placa de evaluación de híbrido 90° QCN-45D+.....	72
Fig. 5.8 Transmisiones del híbrido para la salidas de paso y acoplada (izquierda) y el su desbalance de amplitud (derecha).....	72
Fig. 5.9 Reflexión en los puertos del Híbrido (izquierda) y aislamiento en el puerto no acoplado (derecha).....	73
Fig. 5.10 Diferencia de fase entre las salidas directa y acoplada.....	73
Fig. 5.11 Esquema en ADS de la matriz de Butler para arrays lineales.....	76
Fig. 5.12 Simulación de la reflexión de entrada de la matriz de Butler para arrays lineales.....	77
Fig. 5.13 Simulación de la reflexión de salida de la matriz de Butler para arrays lineales.....	77
Fig. 5.14 Simulación de las transmisiones de la matriz de Butler para arrays lineales según los diferentes puertos de entrada.....	77
Fig. 5.15 Simulación de las diferencias de fases en las salidas de la matriz de Butler para arrays lineales según los diferentes puertos de entrada.....	78

Fig. 5.16 Diseño de la matriz de Butler para arrays lineales.....	79
Fig. 5.17 Matriz de Butler para arrays lineales.....	79
Fig. 5.18 Reflexión de entrada de la matriz de Butler para arrays lineales.....	80
Fig. 5.19 Reflexión de salida de la matriz de Butler para arrays lineales.....	80
Fig. 5.20 Diferencia de fases en las salidas de la matriz de Butler para arrays lineales según los diferentes puertos de entrada.....	80
Fig. 5.21 Nomenclatura de los puertos de la matriz de Butler para arrays 2D.....	82
Fig. 5.22 Conexión de la matriz de Butler 2D con los elementos radiantes de la celda 2x2.....	83
Fig. 5.23 Cuadrantes de apuntamiento de la celda 2x2 según el puerto de entrada de la matriz de Butler 2D.....	83
Fig. 5.24 Diagramas de radiación en 3D de la celda base 2x2 para los puertos de entrada de la matriz de Butler 1(izquierda) y 3 (derecha).....	83
Fig. 5.25 Esquema en ADS de la matriz de Butler para arrays 2D.....	84
Fig. 5.26 Simulación de la reflexión de entrada de la matriz de Butler para arrays 2D.....	84
Fig. 5.27 Simulación de la reflexión de salida de la matriz de Butler para arrays 2D.....	84
Fig. 5.28 Simulación de las transmisiones de la matriz de Butler para arrays 2D según los diferentes puertos de entrada.....	85
Fig. 5.29 Simulación de las diferencias de fases en las salidas de la matriz de Butler para arrays 2D según los diferentes puertos de entrada.....	85
Fig. 5.30 Diseño de la matriz de Butler para arrays 2D.....	86
Fig. 5.31 Matriz de Butler para arrays 2D.....	87
Fig. 5.32 Reflexión de entrada de la matriz de Butler para arrays 2D.....	87
Fig. 5.33 Reflexión de salida de la matriz de Butler para arrays 2D.....	87
Fig. 5.34 Transmisiones en las salidas de la matriz de Butler para arrays 2D según los diferentes puertos de entrada.....	88
Fig. 5.35 Diferencia de fases en las salidas de la matriz de Butler para arrays 2D según los diferentes puertos de entrada.....	88
Fig. 5.36 Pérdidas totales de la matriz de Butler para arrays 2D por el puerto de entrada 1.....	89
Fig. 6.1 Esquema de la antena WiMAX global con el posicionamiento inicial de las placas de RF.....	91
Fig. 6.2 Esquema de la unión de la placa auxiliar con la placa microstrip para el rutado de las pistas de control.....	92
Fig. 6.3 Esquema de la red de alimentación WiMAX con dos conectores auxiliares para testear errores.....	92
Fig. 6.4 Esquema de la red de alimentación WiMAX junto con el zócalo de rigidez y los tornillos de sujeción de ambas placas y de fijación a la antena global.....	93

Fig. 6.5 Diseño final de la red de alimentación WiMAX completa.....	94
Fig. 6.6 Diseño de las pistas de la cara superior, taladros y vaciados del plano de masa de la placa microstrip.....	95
Fig. 6.7 Diseño de las placas auxiliares para el rutado de las pistas de control por la cara inferior...	95
Fig. 6.8 Diseño de los zócalos que aportan rigidez a la placa de circuito impreso.....	95
Fig. 6.9 Cara superior de la placa microstrip de la red de alimentación con los taladros metalizados.....	96
Fig. 6.10 Cara superior de la red de alimentación con los talados metalizados estañados.....	97
Fig. 6.11 Cara inferior de la red de alimentación con las placas auxiliares unidas mediante taladros metalizados.....	97
Fig. 6.12 Cara superior de la red de alimentación con los circuitos integrados soldados.....	98
Fig. 6.13 Vista superior de la fabricación completa de la red de alimentación WiMAX.....	98
Fig. 6.14 Vista posterior de la fabricación completa de la red de alimentación WiMAX.....	99
Fig. 6.15 Detalle de la vista posterior de la red de alimentación WiMAX.....	99
Fig. 6.16 Asignación del nombre de los puertos y estados de funcionamiento de la red de alimentación.....	100
Fig. 6.17 Reflexiones de entrada en cada estado de la matriz de Butler para el estado del desfasador 0°.....	101
Fig. 6.18 Reflexiones de entrada en un estado de la matriz de Butler y diferentes estados del desfasador.....	101
Fig. 6.19 Reflexiones de salida en para cada estado de la matriz de Butler en el estado del desfasador 0°.....	101
Fig. 6.20 Transmisiones de la red de alimentación para cada estado de la matriz de Butler en el estado del desfasador 0°.....	102
Fig. 6.21 Diferencia de fases entre salidas de la red de alimentación para cada estado de la matriz de Butler en el estado del desfasador 0°.....	103
Fig. 6.22 Transmisiones en la salida 1 de la red de alimentación para el estado 1 de la matriz de Butler en diferentes estados del desfasador digital.....	104
Fig. 6.23 Diferencia de fases entre salidas 1 y 2 de la red de alimentación para el estado 1 de la matriz de Butler en diferentes estados del desfasador digital.....	104
Fig. 6.24 Perdidas totales de la red de alimentación WiMAX para todos los estados de la matriz de Butler en el estado del desfasador 0°.....	105
Fig. 6.25 Esquema de conexión de la red de alimentación con la celda base 2x2 sin polarizador para medir la reflexión de entrada en modo TX, en diferentes estados de la matriz de Butler y del desfasador digital.....	106

Fig. 6.26 Reflexión de entrada en modo TX de la red de alimentación con la celda 2x2 en polarización lineal para diferentes estados de la matriz de Butler en todos los estados del desfasador digital.....	107
Fig. 6.27 Captura de pantalla del entorno del CST con el diseño de la celda 2x2 sin polarizador...	108
Fig. 6.28 Patrón de radiación de la celda 2x2 sin polarizador alimentada según los valores teóricos para el estado 1 de la matriz de Butler.....	109
Fig. 6.29 Patrón de radiación de la celda 2x2 sin polarizador alimentada según los valores medidos para el estado 1 de la matriz de Butler.....	109
Fig. 6.30 Celda 2x2 con polarización Lineal. Simulación y medida del patrón de radiación a 3.3GHz para el plano $\Phi=135^\circ$ .....	110
Fig. 6.31 Celda 2x2 con polarización Lineal. Simulación y medida del patrón de radiación a 3.4GHz para el plano $\Phi=135^\circ$ .....	110
Fig. 6.32 Celda 2x2 con polarización Lineal. Simulación y medida del patrón de radiación a 3.5Hz para el plano $\Phi=135^\circ$ .....	111
Fig. 6.33 Celda 2x2 con polarización Lineal. Simulación y medida del patrón de radiación a 3.6Hz para el plano $\Phi=135^\circ$ .....	111
Fig. 6.34 Celda 2x2 con polarización Lineal. Simulación y medida del patrón de radiación a 3.7Hz para el plano $\Phi=135^\circ$ .....	112
Fig. 6.35 Celda 2x2 con polarización Lineal. Simulación y medida de la ganancia del sistema para el plano $\Phi=135^\circ$ y apuntamiento $\theta=20^\circ$ .....	112
Fig. 6.36 Esquema de conexionado de la red de alimentación con la celda base 2x2 con polarizador para medir la reflexión de entrada en modo TX, en diferentes estados de la matriz de Butler y del desfasador digital.....	114
Fig. 6.37 Proceso de medida de la reflexión de la red de alimentación con la celda base2x2 (izquierda) y detalle de la placa fabricada (derecha).....	115
Fig. 6.38 Reflexión de entrada en modo TX de la red de alimentación con la celda 2x2 en polarización circular para diferentes estados de la matriz de Butler en todos los estados del desfasador digital.....	115
Fig. 6.39 Captura de pantalla del entorno del CST con el diseño de la celda 2x2 con polarizador.....	116
Fig. 6.40 Fotografías de la celda 2x2 con polarizador montada en la cámara anecoica.....	117
Fig. 6.41 Celda 2x2 con polarización Circular. Simulación y medida del patrón de radiación a 3.3GHz para el plano $\Phi=135^\circ$ .....	117
Fig. 6.42 Celda 2x2 con polarización Circular. Simulación y medida del patrón de radiación a 3.4GHz para el plano $\Phi=135^\circ$ .....	118
Fig. 6.43 Celda 2x2 con polarización Circular. Simulación y medida del patrón de radiación a 3.5GHz para el plano $\Phi=135^\circ$ .....	118

Fig. 6.44 Celda 2x2 con polarización Circular. Simulación y medida del patrón de radiación a 3.6GHz para el plano $\Phi=135^\circ$ .....	119
Fig. 6.45 Celda 2x2 con polarización Circular. Simulación y medida del patrón de radiación a 3.7GHz para el plano $\Phi=135^\circ$ .....	119
Fig. 6.46 Celda 2x2 con polarización Circular. Simulación y medida de la relación axial para el plano $\Phi=135^\circ$ y apuntamiento $\theta=20^\circ$ .....	120
Fig. 6.47 Celda 2x2 con polarización Circular. Simulación y medida de la relación axial para el plano $\Phi=135^\circ$ y apuntamiento $\theta=0^\circ$ .....	120
Fig. 6.48 Celda 2x2 con polarización Circular. Simulación y medida de la ganancia del sistema para el plano $\Phi=135^\circ$ y apuntamiento $\theta=20^\circ$ .....	122
Fig. 7.1 Transceptor MAX2838 en formato chip (izquierda) y esquema de su diagrama de bloques (derecha).....	123
Fig. 7.2 Fotografía de la placa de evaluación del transceptor MAX2838.....	124
Fig. 7.3 Esquema de conexionado del transceptor en modo TX para una señal WiMAX 5MHz y un tono puro.....	125
Fig. 7.4 Transceptor en modo TX. Para una señal WiMAX 5MHz y un tono puro.....	126
Fig. 7.5 Esquema de conexionado del transceptor en modo RX para una señal WiMAX 5MHz y un tono puro.....	127
Fig. 7.6 Transceptor en modo RX. Para una señal WiMAX 5MHz y un tono puro.....	127
Fig. A.1 Analizador de Redes E5071C de Agilent Technologies propiedad de la EPS.....	I
Fig. A.2 Kit de calibración Agilent Technologies. Vista exterior del estuche (izquierda) y contenido (derecha).....	II

# ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 4.1 Parámetros del sustrato elegido.....	33
Tabla 4.2 Listado de componentes de la placa de evaluación del Switch 1a2 PE4283.....	41
Tabla 4.3 Configuración de estados del Switch VSWA.....	44
Tabla 4.4 Listado de componentes de la placa de evaluación del Switch 1a2 VSWA.....	46
Tabla 4.5 Configuración de estados del desfasador digital.....	49
Tabla 4.6 Listado de componentes de la placa de evaluación del desfasador digital.....	52
Tabla 4.7 Configuración de estados de la placa de evaluación del Switch 1a4.....	60
Tabla 4.8 Listado de componentes de la placa de evaluación del Switch 1a4.....	61
Tabla 5.1 Notación de fases de las líneas de transmisión de una matriz de Butler 4x4.....	67
Tabla 5.2 Especificaciones Eléctricas del Híbrido 90° QCN-45D+.....	70
Tabla 5.3 Diferencias de fases entre salidas de una matriz de Butler para arrays lineales.....	75
Tabla 5.4 Diferencias de fases entre salidas de una matriz de Butler para arrays 2D.....	82
Tabla 6.1 Cálculo aproximado de las transmisiones obtenidas en la red de alimentación WiMAX.....	102
Tabla 6.2 Cálculo aproximado de las pérdidas totales obtenidas en la red de alimentación WiMAX.....	105
Tabla 6.3 Valores teóricos y medidos de los puertos de salida de la red de alimentación WiMAX en el estado 1 de la matriz de Butler.....	109

# INTRODUCCIÓN

## 1.1 MOTIVACIÓN

Este trabajo se enmarca en un contexto marcado por la expansión experimentada por el sector de las comunicaciones móviles e inalámbricas. Existen varias tecnologías de transmisión inalámbrica, en la actualidad la más conocida es la denominada WiFi (Wíreles Fidelity), sin embargo parece que esta tecnología y toda su familia de estándares (802.11a, 802.11b y 802.11g) van a quedar desfasados en un corto espacio de tiempo.

WiMAX es el nuevo eslabón de esta cadena. WiMAX son las siglas de ‘Worldwide Interoperability for Microwave Access’, y es la marca que certifica que un producto está conforme con los estándares de acceso inalámbrico ‘IEEE 802.16’. Estos estándares permitirán conexiones de velocidades similares al ADSL o al cable-módem, sin la necesidad de cables, con tasas de transferencia de 124Mbps y hasta una distancia de 50-60 Km.

Este nuevo concepto de banda ancha permitirá que los proveedores de servicios puedan ofrecer acceso a Internet directamente a las casas, además está considerada como una alternativa más barata a las líneas de suscripción digital (DSL) ya que los costes de instalación son mínimos [1].

La tecnología WiMAX será la base de las redes metropolitanas de acceso a Internet, servirá de apoyo para facilitar las conexiones en zonas rurales y se utilizará en el mundo empresarial para implementar las comunicaciones internas. Además, su popularización supondrá el despegue definitivo de otras tecnologías [2], como VoIP (llamadas de voz sobre el protocolo IP).

En los sistemas de comunicaciones inalámbricas de banda ancha, uno de los desafíos radica en la optimización del canal de radio comunicación. Entre los elementos que pueden contribuir a dicha mejora se encuentra la antena utilizada. Parámetros como la polarización, la capacidad de apuntamiento o el nivel de lóbulos secundarios que anulen interferencias no deseadas, son importantes en el elemento radiante.

Este proyecto es la continuación de un trabajo realizado previamente con el desarrollo de una array de 2x2 elementos radiantes en la banda de 3.5GHz. Dicho array incorporara un polarizador (circular a derechas) externo que permite que cualquier usuario con una polarización distinta (vertical u horizontal) a la antena pueda captar algo de señal. Dicho array constituirá la celda base de una antena de mayor tamaño y ganancia en la que se pretende controlar electrónicamente la dirección de apuntamiento.

Para controlar la dirección de apuntamiento se ha elegido un diseño combinado de desfasadores digitales y matrices de Butler que se integraran dentro de una placa de radiofrecuencia formando la red de alimentación de cada celda base de la antena global.

## **1.2 OBJETIVOS**

Este PFC forma parte de un proyecto de investigación de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM) [3] y [4] cuyo objetivo es diseñar un sistema de antena inteligente con un array de parches microstrip de 8x8 elementos.

El objetivo de este proyecto consiste en diseñar y fabricar la red de alimentación que permitirá variar el apuntamiento de cada celda base de 2x2 elementos y permita trabajar a la antena global en los diferentes modos de funcionamiento TX y RX. Para ello se plantean los siguientes objetivos:

- Estudiar y comprender el modelo de referencia previo diseñado en [5].
- Realizar una búsqueda de componentes en formato chip que permitan realizar las diferentes funciones de cada módulo que forma la red de alimentación.
- Diseñar y fabricar placas de evaluación independientes de cada componente para verificar su funcionamiento y obtener sus características comparándolas con los datos del fabricante.
- Diseñar y fabricar una matriz de Butler 4x4 para alimentar arrays en 1D o 2D tomando como referencia el modelo realizado en [6] para producir un sistema de haces conmutables en el elemento radiante y reducir el tamaño de [6] mediante acopladores híbridos en formato chip.
- Integrar todos los módulos estudiados previamente (Switch TX/RX, desfasador digital, Switch 1a4 y matriz de Butler) en una única placa de circuito impreso compacta que se conectara a cada celda base 2x2.
- Comprobar su funcionamiento completo, junto con la celda base en diferentes polarizaciones (lineal y circular).



- Realizar pruebas de funcionamiento de un transceptor WiMAX, que se integrara posteriormente en la red de alimentación para realizar ampliaciones de señal y conversiones a frecuencias intermedias (FI) con el objetivo de realizar un posterior tratamiento digital de la señal.

### 1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

La documentación de este proyecto se ha estructurado según los siguientes bloques o capítulos:

- Capítulo 2: es una breve introducción teórica de los diferentes conceptos de antenas, circuitos de radiofrecuencia, líneas microstrip y arrays que se usan durante la elaboración de este proyecto.
- Capítulo 3: es un nexo entre el proyecto previo de partida, donde se hace una breve descripción del array 2x2 con polarizador, usado como celda base de partida, y la aplicación que tendrá la red de alimentación diseñada, dentro de la antena global de 64 elementos que se diseñara en un proyecto posterior.
- Capítulo 4: se describe el diseño, fabricación y medida de cada uno de los componentes individuales en formato chip que forman la red de alimentación del sistema.
- Capítulo 5: se explica el funcionamiento y construcción de la matriz de Butler usada para variar el apuntamiento de la celda base de partida en sus dos configuraciones posibles.
- Capítulo 6: se describe todo el proceso final de diseño y fabricación de la red de alimentación WiMAX, junto con la caracterización de la misma individualmente y con el elemento radiante, en sus diferentes polarizaciones.
- Capítulo 7: breve descripción del funcionamiento del transceptor WiMAX integrado en una placa de evaluación de prueba, que utilizara el sistema global.
- Capítulo 8: se hace un breve resumen de lo que se ha realizado en este proyecto de fin de carrera con las conclusiones obtenidas, así como las posibles mejoras que podrían realizarse en el mismo y las posibles líneas de trabajo futuras.

## PARAMETROS BÁSICOS DE ANTENAS Y CIRCUITOS DE RADIOFRECUENCIA

### 2.1 INTRODUCCIÓN

Las primeras manifestaciones de los fenómenos eléctricos y magnéticos se observan por medio de las fuerzas que actúan sobre cargas y corrientes, pero esta representación no permite estudiar fácilmente los fenómenos de propagación y radiación de ondas, por lo que es necesario introducir el concepto de campo. Un campo existe en un punto, o se mide, colocando cargas y corrientes de prueba y observando las fuerzas ejercidas sobre ellas [7].

Las ecuaciones de Maxwell relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que los crean. La solución general de las ecuaciones, en el caso variable en el tiempo, es en forma de ondas, que pueden estar ligadas a una estructura, como es el caso de una línea de transmisión o guía de ondas, o bien libres en el espacio, como ocurre con las producidas por las antenas.

La principal función de una antena es la radiación de una potencia suministrada con las características de directividad deseadas. Por directividad se entiende la capacidad que tiene una antena de concentrar la radiación en una determinada dirección. En radiodifusión o comunicaciones móviles se pretende una radiación omnidireccional, es decir, una radiación en todas las direcciones con el objetivo de dar cobertura en una zona homogénea alrededor de la estación base, mientras que en las radiocomunicaciones punto a punto suelen usar antenas directivas. En nuestro caso, nos encontramos en el campo de las comunicaciones móviles y nuestro objetivo es diseñar una antena con la capacidad de radiar de forma omnidireccional a la vez que también pueda variar su diagrama de radiación de forma direccional según un ángulo de apuntamiento. En este capítulo se presentan y describen los parámetros primordiales para juzgar el comportamiento de una antena.

## 2.2 IMPEDANCIA

La impedancia de entrada de la antena se define como la relación entre tensión y corriente presente entre sus terminales. Esta impedancia es un valor complejo y por tanto consta de una parte real  $R_a(\omega)$  llamada resistencia de antena y de una parte imaginaria  $X_a(\omega)$  denominada reactancia, ambas dependientes de la frecuencia.

$$Z_a = \frac{V_i}{I_i} = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (2.1)$$

La parte real puede descomponerse como  $R_a(\omega) = R_r + R_L$  donde  $R_r$  es la resistencia de radiación y  $R_L$  la resistencia de pérdidas óhmicas. Podemos entonces distinguir entre potencia radiada por la antena y potencia disipada en forma de calor como:

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.2)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L \quad (2.3)$$

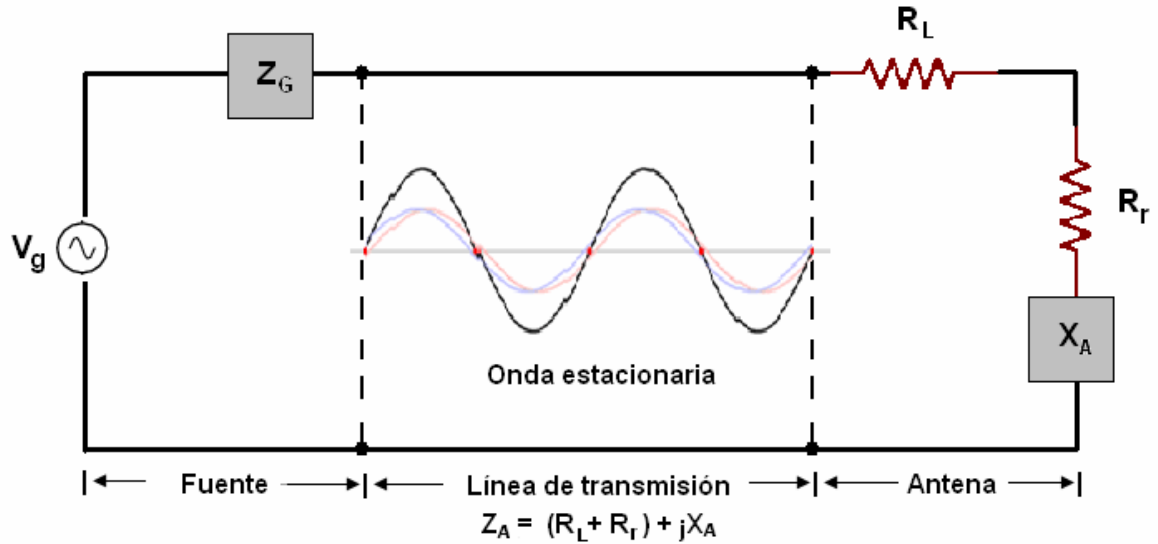
donde  $I_0$  es la corriente de entrada de la antena.

Entonces, podemos definir la resistencia de radiación como la relación entre la potencia radiada por una antena y el valor eficaz de la corriente entre sus terminales elevada al cuadrado, de la misma forma se refina la resistencia óhmica a la relación entre la potencia disipada por efecto de las pérdidas resistivas y la corriente entre sus terminales al cuadrado.

Si a una frecuencia determinada una antena presenta una reactancia nula  $X_a(\omega) = 0$ , entonces decimos que la antena es resonante a esa frecuencia.

## 2.3 ADAPTACIÓN

Ya sea el modo de operación de la antena transmisión o recepción, esta estará unida a un transmisor o a un receptor mediante una línea de transmisión, según el esquema de la Figura 2.1.



**Fig. 2.1-** Generador conectado a una antena a través de una línea de transmisión.

Podemos hacernos una idea de la potencia que se transfiere a la antena mediante el parámetro de adaptación  $S_{11}$  o también llamado coeficiente de reflexión  $\Gamma$  que relaciona la amplitud de la onda reflejada con la amplitud de la onda incidente según la formula:

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.4)$$

donde  $Z_A$  es la impedancia de la antena y  $Z_0$  la impedancia característica de la línea de transmisión

En Figura 2.1 se observa que la antena, cuya impedancia de carga tiene un valor de  $Z_A = R_A + jX_A$ , esta conectada a un generador de tensión cuya impedancia interna es  $Z_g = R_g + jX_g$ . La impedancia vista desde la fuente se describe como  $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$  y la potencia disipada en la red la podemos describir como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.5)$$

A partir de la potencia de entrada se puede demostrar que la máxima transferencia de potencia a la antena se produce cuando tenemos adaptación conjugada, que se cumple cuando:

$$Z_g = Z_{in}^* \quad (2.6)$$

es decir, cuando  $R_g = R_{in}$  y  $X_g = -X_{in}$

En este caso de adaptación conjugada, el coeficiente de reflexión no va a ser nulo, pero sí se producirá máxima transferencia de potencia a la carga. Es importante distinguir entre adaptación, cuando no existe onda reflejada, es decir,  $\Gamma = 0$  y adaptación conjugada que es cuando se produce la máxima transferencia de potencia a la carga. Solo se cumplen ambas situaciones cuando  $Z_g$  y  $Z_0$  son reales.

En este caso, expresamos la potencia de entrada como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{R_g + R_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_g|^2}{4R_g} \quad (2.7)$$

Normalmente intentaremos conseguir adaptar la red de alimentación de nuestra antena para conseguir la máxima transferencia de potencia según la ecuación (2.7). Cuando no se produce adaptación conjugada entonces la potencia entregada a la carga  $P_t$ , viene dada según la siguiente ecuación:

$$P_t = P_{max} (1 - |S_{11}|^2) \quad (2.8)$$

Para que se entregue el 90% de la potencia máxima a la carga, es decir, la antena, el valor del coeficiente de reflexión a una frecuencia de 2.4GHz deberá estar por debajo de -10dB según la ecuación anterior (2.8).

## 2.4 RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA (ROE)

Cuando la carga esta adaptada a la línea de transmisión, el coeficiente de reflexión es nulo  $\Gamma = 0$ , y la magnitud del voltaje en la línea es constante. Pero cuando la carga no esta adaptada la presencia de una onda reflejada provoca una onda estacionaria donde la magnitud de la onda del voltaje en la línea no es constante.

Definimos relación de onda estacionaria SWR (Standing Wave Ratio) como al cociente entre el mínimo y el máximo de la onda estacionaria de tensión o de corriente que se forma a la salida del generador tal como aparece en la Figura 2.1.

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (2.9)$$

Para el caso concreto de relación de tensión, se habla de VSWR (Voltaje standing wave ratio). Este parámetro esta directamente relacionado con la adaptación de la antena ya que se puede escribir como:

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.10)$$

La relación de onda estacionaria (ROE) es una medida entre la desadaptación entre la impedancia del transmisor y de la antena, es decir, ofrece una idea de la potencia que se ha transmitido a la carga, o la reflexión que se ha producido en la carga por falta de adaptación. Según la ecuación (2.10) se puede ver que a SWR es un número real comprendido entre  $1 \leq SWR \leq \infty$ . Un valor de  $VSWR = 1$  indica que la antena esta perfectamente adaptada ( $S_{11} = 0$ ). Normalmente se intentaran conseguir valores de  $VSWR \leq 2$  que implicara una reflexión  $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ .

## 2.5 INTENSIDAD DE RADIACIÓN

Otra de las características de la antena es la capacidad de radiar potencia en una cierta dirección, es decir, para concentrar la energía radiada en determinadas direcciones del espacio. Este comportamiento se debe cuantificar para poder realizar una comparación entre diferentes tipos de antenas. Lo primero es establecer el sistema de referencia sobre el que vamos a ubicar la antena.

Existen varios sistemas de referencia, el rectangular, cilíndrico y esférico. De los tres, el mas utilizado es el sistema de coordenadas esféricas, donde una dirección quedará definida por los vectores unitarios  $(\hat{\theta}, \hat{\phi}, \hat{r})$  que entre ellos forman una base ortogonal, tal y como se muestra en la Figura 2.2.

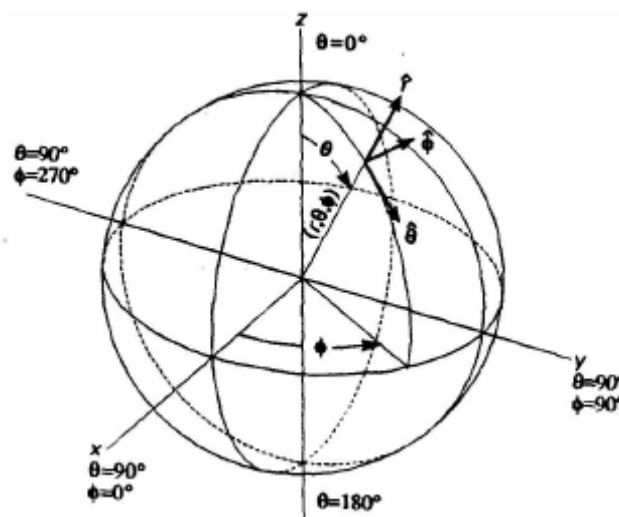


Fig. 2.2 Sistema de coordenadas esférico.

A partir de la obtención del campo eléctrico y magnético que componen la onda electromagnética y usando las leyes de Maxwell se puede obtener la densidad de potencia radiada a grandes distancias como:

$$\wp(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{2\eta} \quad (2.11)$$

donde  $E_\theta$ ,  $E_\phi$  son las componentes transversales del campo eléctrico en la dirección de interés y  $\eta$  es la impedancia característica del medio que relaciona los módulos del campo eléctrico y magnético y además tiene un valor de  $120\pi \Omega$  en el espacio libre.

La densidad de potencia radiada equivale a la cantidad de potencia radiada que atraviesa una unidad de área esférica y se mide en vatios por metro cuadrado.

A partir de la ecuación (2.11) obtendremos la potencia total radiada integrando la densidad de potencia en una superficie esférica  $S$  que encierra a la antena:

$$P_r = \iint_S \wp(\theta, \phi) d\vec{S} \quad (2.12)$$

La intensidad de radiación en una dirección dada se define como la potencia radiada por una antena por unidad de ángulo sólido. Es un parámetro del campo lejano y se expresa matemáticamente como:

$$K(\theta, \phi) = \wp(\theta, \phi) r^2 \quad (2.13)$$

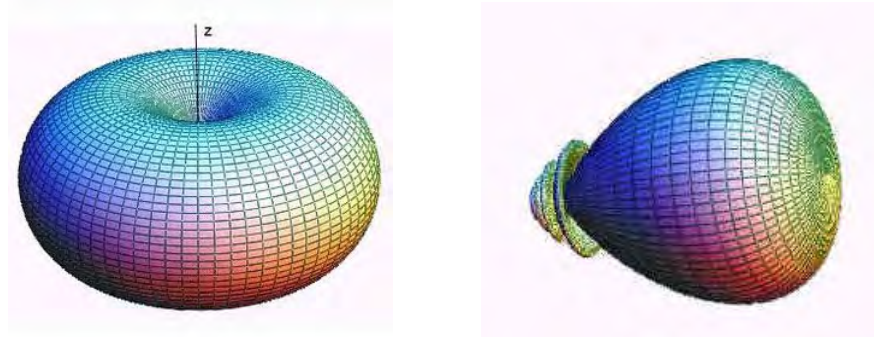
esto equivale a la cantidad de potencia radiada concentrada dentro del cono de haz de radiación por unidad de ángulo sólido. Sus unidades son vatios por estereorradián. A grandes distancias, la intensidad de radiación es totalmente independiente de la distancia.

## 2.6 DIAGRAMA DE RADIACIÓN

El diagrama de radiación o patrón de radiación, es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena como función de las coordenadas espaciales. Este se determina en la región del campo lejano a partir de la expresión del campo eléctrico en función de las variables angulares  $(\theta, \phi)$ , que corresponden al sistema de coordenadas esférico visto en la Figura 2.2. Ya que a grandes distancias el campo magnético es directamente proporcional al campo eléctrico, la representación podría desarrollarse a partir de este último.

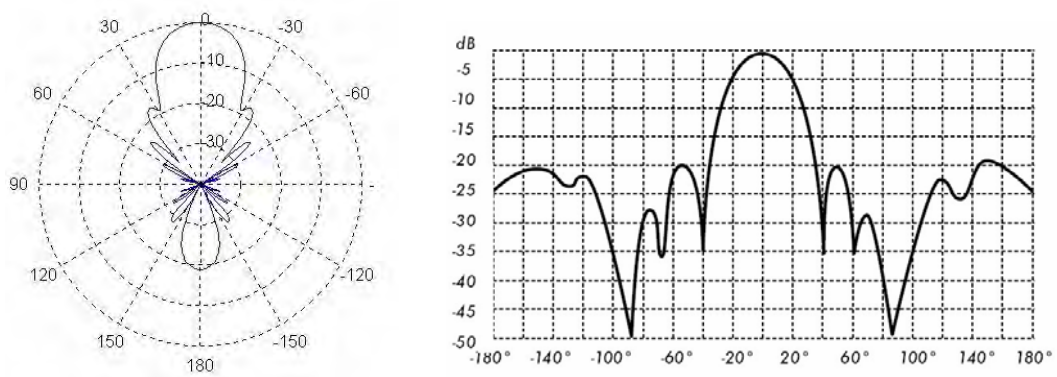
El diagrama de radiación es tridimensional y se puede representar utilizando técnicas gráficas diversas, pero generalmente son representados mediante cortes en planos. En este sentido, los planos E y H sustituyen los planos mas representativos. El plano E es

plano que forma la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección y análogamente, el plano H es el plano formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección define la dirección de máxima radiación de la antena.



**Fig. 2.3** Diagrama de radiación tridimensional de un dipolo (izquierda) y de una Yagi (derecha).

En lo que se refiere a representación 2D, se utilizan coordenadas polares y cartesianas. En las polares el espacio se representa como una circunferencia y el modo en que las ondas se disipan en el entorno que esta representado en grados. Dan una información más clara de la distribución de la potencia en diferentes puntos del espacio, enfatizando más la directividad y desenfatiando los lóbulos menores como puede verse en la Figura 2.4 (izquierda). En las coordenadas cartesianas o rectangulares, en el eje de abscisas queda representado la variable angular y en el eje de ordenadas la densidad de potencia, que puede ser lineal o logarítmico como en la Figura 2.4 (derecha).



**Fig. 2.4** Diagrama de radiación en coordenadas polares (izquierda) y cartesianas (derecha).

Lo más habitual es representar la densidad de potencia radiada, aunque también se pueden encontrar diagramas de polarización o de fase.

Una parte muy importante del patrón de radiación es el lóbulo principal. Es aquella zona, en una dirección, en la que la radiación de potencia es máxima. Así, las zonas que



rodean a los máximos y tienen una amplitud menor se denominan lóbulos secundarios o laterales. Definimos el ancho de haz como al margen angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma un nivel de 3dB inferior al máximo de radiación, es decir, el ángulo al cual el lóbulo principal tiene la mitad de su potencia. También se suele escribir como HPBW (Half Power Beamwidth) y será muy útil para determinar visualmente la directividad de una antena.

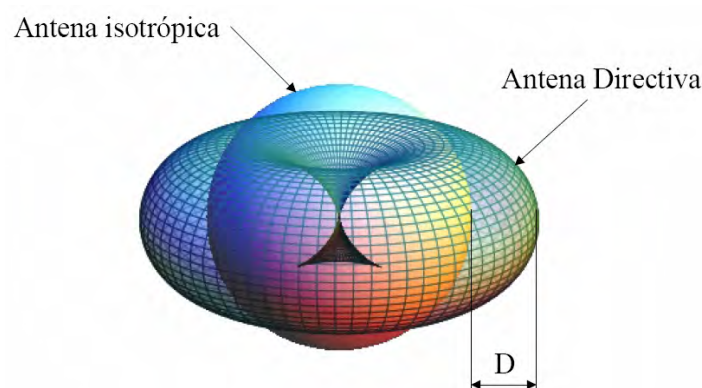
Existen varios tipos de diagramas de radiación dependiendo de la directividad de radiación: los diagramas de radiación isótropos, que son los que se radia la misma densidad de potencia en todas las direcciones, los diagramas de radiación omnidireccionales que presentan simetría de revolución en torno a un eje, y por último, los diagramas de radiación directivos en los que el máximo de radiación se concentra en una dirección determinada.



**Fig. 2.5** Diferentes tipos de diagramas de radiación.

## 2.7 DIRECTIVIDAD

La directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a la misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena, esto es lo que se ilustra en la Figura 2.6.



**Fig. 2.6** Directividad de una antena.

Expresado matemáticamente, la directividad viene dada según la expresión:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0(\theta, \phi)} = \frac{\rho(\theta, \phi)}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.14)$$

donde  $U$  es la intensidad de radiación y,  $U_0$  es la intensidad de radiación de una antena isotrópica.

Si no se especifica la dirección angular, se entiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación y se expresa como:

$$D = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{\rho_{\max}}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.15)$$

La directividad es un parámetro adimensional, pero normalmente suele expresarse en dBi (para indicar dB con respecto a la antena isotrópica) según la siguiente relación:

$$D(\text{dBi}) = 10 \log_{10}(D) \quad (2.16)$$

## 2.8 GANANCIA

Otra medida útil que describe el rendimiento de una antena es la ganancia. Aunque la ganancia esta relacionada con la directividad, es una medida que tiene en cuenta la eficiencia de la antena así como sus propiedades directivas. En este caso no se considera, la potencia radiada, sino la potencia entregada a la antena. La relación entre ambas potencias es el rendimiento de radiación  $\eta$  que depende de las pérdidas óhmicas de la antena.

La ganancia de antena se relaciona la intensidad de una antena en una dirección dada a la intensidad que sería producida por una antena isotrópica y que no tiene pérdidas. Dado que la intensidad de la radiación de una antena isotrópica sin pérdidas es igual a la alimentación de la antena dividida por un ángulo sólido de  $4\pi$  estereorradianes, podemos escribir la siguiente ecuación:

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.17)$$

Cuando la potencia de entrada es diferente de la de radiación debido al rendimiento de la antena ( $\eta$ ), se puede expresar como:

$$G(\theta, \phi) = \eta \left( 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_r} \right) \quad (2.18)$$

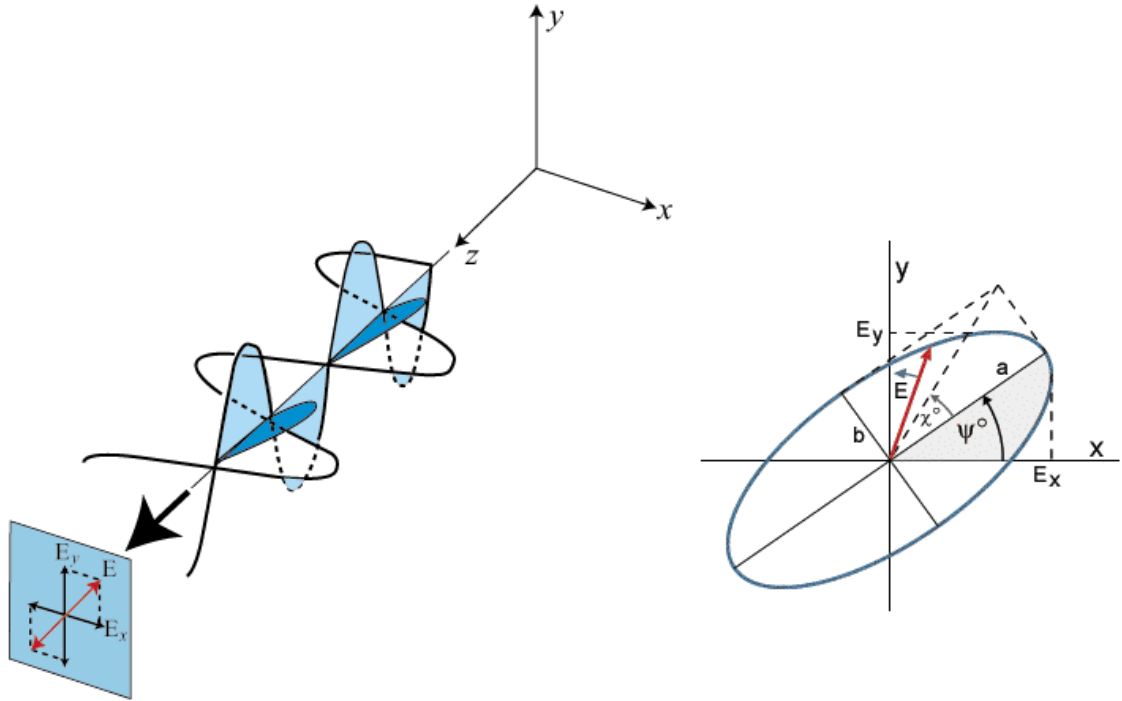
Esta ecuación esta relacionada con la directividad de la ecuación (2.14) por el rendimiento de radiación o eficiencia de la antena:

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (2.19)$$

## 2.9 POLARIZACIÓN

La polarización viene definida por la trayectoria que describen los campos electromagnéticos en función del tiempo, cuando se observa el sentido de propagación de la onda a grandes distancias, es decir, indica la forma geométrica que traza el extremo del vector campo eléctrico a una cierta distancia de la antena, al variar en el tiempo.

Cuando la onda presenta variación sinusoidal, la figura es en general una elipse. Si el giro del campo radiado sigue el movimiento de las agujas del reloj se dice que la polarización es a derechas o dextrógira, y en el caso contrario a izquierdas o levógira. Se puede considerar el caso general de la polarización elíptica por la trayectoria que describe, tal como se muestra en la Figura 2.7 derecha.



**Fig. 2.7** Diferentes trazos descritos por una onda en el tiempo.

A continuación se muestra la ecuación (2.20) que define el caso general para la polarización elíptica.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = (a\hat{x} + jb\hat{y})e^{(i\omega t - kz)} \quad (2.20)$$

A partir de este caso general, existen varios casos particulares de interés:

Si  $a$  o  $b$ , se anulan, la figura trazada en el tiempo es un segmento, obteniendo polarización lineal (Fig. 2.7 izquierda), diferenciándose entre polarización vertical ( $a=0$ ) y polarización horizontal ( $b=0$ ).

Si  $a=b$ , la figura trazada será una circunferencia, produciendo una polarización circular, que será a izquierdas en el caso de tener una fase de  $+90^\circ$  entre  $a$  y  $b$ , y a derechas en el caso de ser  $-90^\circ$ .

A partir la relación axial (AR) que se expresa mediante el cociente entre el eje mayor  $a$  y el eje menor  $b$  de la elipse de polarización, se puede definir el tipo de polarización de una onda:

$$AR = 1 \rightarrow \text{Polarización Circular}$$

$$AR = \infty \rightarrow \text{Polarización Lineal}$$

Además, la polarización se puede descomponer en dos componentes ortogonales entre si, la componente copolar o deseada (CP) y la componente cross polar o no deseada (XP). Las antenas están diseñadas para radiar según su componente copolar.

## 2.10 ANCHO DE BANDA

Debido a la geometría finita de las antenas, estas están limitadas a funcionar bajo las especificaciones deseadas para un rango de frecuencias determinado y limitado. El ancho de banda de la antena se define como el rango de frecuencias dentro del cual el rendimiento de la antena, que respecto a alguna característica, se ajusta a una norma concreta, es decir, el margen de frecuencias en el cual los parámetros de la antena cumplen unas determinadas características.

Dependiendo del tipo de antena, el ancho de banda se puede expresar de diferentes formas: para antenas de banda ancha, el ancho de banda se expresa habitualmente como el cociente entre las frecuencias de operación superior e inferior y en las antenas de banda estrecha, se expresa en forma de porcentaje:

$$BW[\%] = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0} \cdot 100 \quad (2.21)$$

donde  $(f_{\max}, f_{\min})$  son las frecuencias que delimitan el rango de frecuencias donde se cumplen las especificaciones de la antena y  $f_0$  es la frecuencia central de trabajo.

El sistema del que forma parte la antena tendrá una influencia importante en la definición del ancho de banda. Este ancho de banda no tiene caracterización única pues no todas las características de la antena (impedancia de entrada, polarización, ganancia, diagrama de radiación,...) varían de la misma forma o incluso son afectadas críticamente por la frecuencia. Habitualmente hay una distinción según se relacione con el diagrama de radiación (ancho de haz, directividad, polarización, nivel de lóbulo principal a secundario) o con la impedancia (impedancia de entrada, coeficiente de reflexión y relación de onda estacionaria). En nuestro estudio particular, el ancho de banda estará relacionado con parámetros de impedancia como la adaptación y la relación de onda estacionaria, es decir, para valores  $|S_{11}| < 10dB$  y  $VSWR < 2$ , pero también lo relacionaremos en términos de radiación con el diagrama de radiación de la antena y la relación axial.

## 2.11 PARAMETROS DE DISPERSIÓN:

Las antenas, como circuitos de microondas que son, pueden caracterizarse también como una red de puertos. Para el caso de antenas, a veces se consideran redes de dos puertos, donde uno de ellos es el puerto físico de entrada de la antena, típicamente de valor  $50\Omega$ , y el otro es un puerto físico de radiación. En este segundo caso, la impedancia característica del mismo es la del vacío,  $120\pi\Omega$ .

Las líneas de transmisión que conectan a un circuito de microondas al exterior se suelen llamar puertos o accesos. En la Figura 2.8 se representa una red de dos puertos.

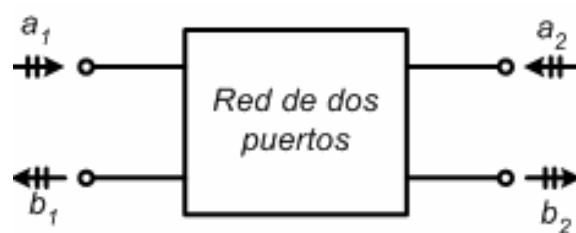


Fig. 2.8 Esquema de una red de dos puertos.

Una posible caracterización de los circuitos de microondas es a partir de matrices de impedancia  $Z$ , matrices admitancia  $Y$ , entre otras más. El problema de estos parámetros que relacionan magnitudes de tensión y corriente, es que sus valores se obtienen considerando circuitos abiertos o corto circuitos y eso a altas frecuencias es difícil de lograr.

Por ello se suelen utilizar los parámetros de dispersión o parámetros  $S$ , que sirven a cualquier frecuencia debido a que no hacen consideraciones de ningún circuito abierto o

corto circuito, simplemente se basan en los niveles de potencia que se perciben en los terminales de los dos puertos según unas nuevas ondas de tensión incidente ( $a_i$ ) y reflejada ( $b_i$ ) normalizadas. Las ondas incidentes se dirigen en dirección entrante al circuito y las reflejadas, por el contrario, en dirección saliente al circuito.

En el caso de un circuito de 2 puertos como el de la Figura 2.8 existen cuatro parámetros S y la relación entre sus ondas incidentes y reflejadas vendrán definidas o en su totalidad según la ecuación 2.22.

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.22)$$

Para calcular el parámetro de dispersión  $S_{ij}$  es necesario que todos los accesos de la red se carguen con sus respectivas impedancias características a excepción del puerto i-ésimo en el que se colocará un generador que produzca una onda incidente  $a_i$ .

$$S_{ji} = \left( \frac{b_j}{a_i} \right)_{para: a_k=0 (\forall k \neq i)} \quad (2.23)$$

Significado de cada parámetro S:

- $S_{11}$ : es el coeficiente de reflexión a la entrada ( $\Gamma$  o  $\rho$ ). Mide la cantidad de potencia que es reflejada en comparación con la que se está aplicando al puerto 1.
- $S_{12}$ : es el coeficiente de transmisión inversa o ganancia inversa. Mide la potencia recibida en el puerto 1 en comparación con la enviada por el puerto 2.
- $S_{21}$ : es el coeficiente de transmisión directa o ganancia directa. Mide la potencia recibida en el puerto 2 en comparación con la enviada por el puerto 1.
- $S_{22}$ : es el coeficiente de reflexión a la salida. Mide la potencia reflejada en el puerto 2 en comparación con la cantidad de potencia que se envía por el puerto 2.

A partir de la ecuación 2.23, cada parámetro S lo podemos definir de la siguiente manera:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.24)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.25)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.26)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.27)$$

Una vez calculados los parámetros de dispersión los utilizaremos para obtener determinadas características del circuito. Entre las que más nos interesan están:

Perdidas de retorno entrada (dB):  $RL_{in} = |20\log_{10}|S_{11}||$  (2.28)

Perdidas de retorno salida (dB):  $RL_{out} = |20\log_{10}|S_{22}||$  (2.29)

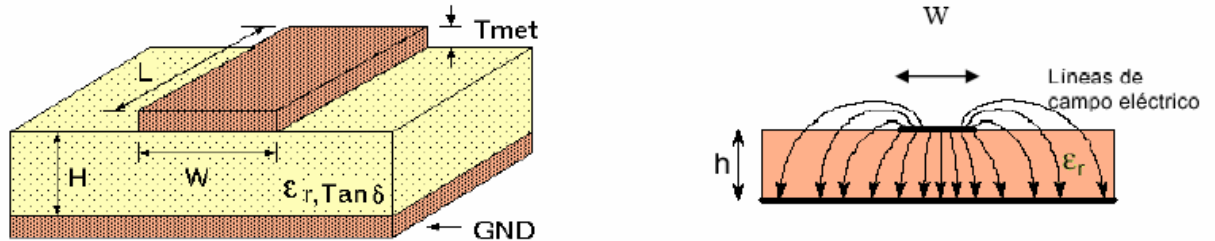
Ganancia (dB):  $g = 20\log_{10}|S_{11}|$  (2.30)

Perdidas de inserción (dB):  $IL = -10\log_{10} \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2}$  (2.31)

## 2.12 TEORIA MICROSTRIP:

### 2.12.1 LINEAS DE TRANSMISIÓN:

Una línea de transmisión de tipo microstrip es una estructura abierta formada por dos conductores (el principal y el plano de masa) y dos dieléctricos (el aire o vacío y un material sobre el que se soporta el conductor principal). Su estructura puede verse en la Figura 2.9.



**Fig. 2.9** Esquema de una línea de transmisión microstrip (izquierda) y radiación de las líneas de campo eléctrico (derecha).

Los campos son radiantes en los extremos de la estructura con lo que las líneas de campo surgen del conductor principal, atraviesan el vacío, penetran en el dieléctrico y llegan al plano de masa. La concentración de líneas de campo en el dieléctrico inferior es función, de, entre otros factores, el tamaño de la pista y del sustrato. La radiación aparece en las discontinuidades y circuitos abiertos de la estructura, especialmente si su tamaño es comparable a  $\lambda$ .

Debido a la presencia de dos dieléctricos, el aire y el sustrato con su propia constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r$ , aparece una constante dieléctrica relativa efectiva  $\epsilon_{r\text{eff}}$ , donde se cumple que  $1 < \epsilon_{r\text{eff}} < \epsilon_r$ . Teniendo en cuenta que las líneas de campo se concentran principalmente en el sustrato ( $w/h \gg 1$ ) podemos expresar la  $\epsilon_{r\text{eff}}$  como:

$$\epsilon_{r\text{eff}} = \frac{\epsilon_r}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.32)$$

Podemos entonces expresar la longitud de onda  $\lambda_{\text{eff}}$  y la velocidad de propagación  $v$  en la línea, que también depende de la constante dieléctrica relativa efectiva:

$$\lambda_{\text{eff}} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}} \quad \text{y} \quad v = c_0 / \sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}} \quad (2.33)$$

donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el vacío y  $c_0$  la velocidad de la luz en el vacío.

La impedancia característica de la línea es de difícil cálculo debido al campo disperso fuera de la región entre los conductores: Si despreciamos el valor de  $t$  ( $t \approx 0$ ) obtenemos:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}}} \ln \left( \frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & , \forall \quad \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}} \left[ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w}{h} + 1.44 \right) \right]} & , \forall \quad \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.34)$$

De la ecuación 2.34 podemos sacar varias conclusiones que tendrán que ser tenidas en cuenta para la elección de los diferentes parámetros de una línea microstrip para su diseño. Para una misma altura del sustrato ( $h$ ) y constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ), un aumento de la impedancia característica ( $Z_0$ ) implica un menor ancho de línea de transmisión ( $w$ ) y viceversa. También, para una misma altura del sustrato y ancho de la línea, un aumento de la impedancia característica implica una menor constante dieléctrica y viceversa.

Finalmente la relación entre ( $w$ ) y ( $h$ ) viene dada por la siguiente ecuación:

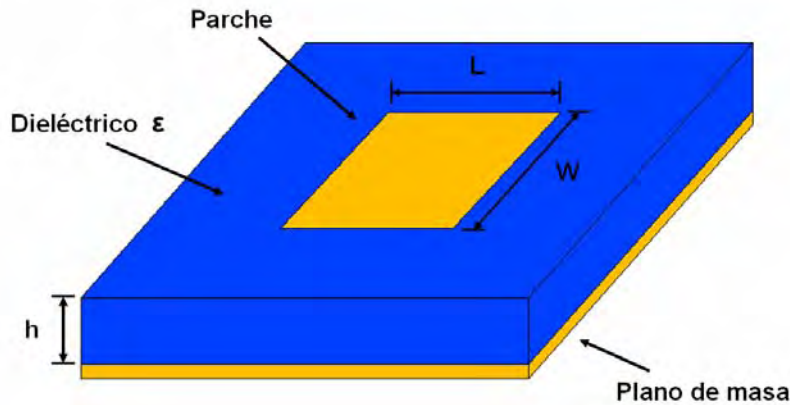
$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & , \forall \quad \frac{w}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] & , \forall \quad \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (2.35)$$



$$\text{siendo} \left| \begin{aligned} A &= \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \\ B &= \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \end{aligned} \right. \quad (2.36)$$

### 2.12.2 INTRODUCCION A LOS PARCHES:

De igual modo que las líneas de transmisión microstrip, la constitución de las antenas microstrip (también llamadas antenas de parche) se basa principalmente en una tira metálica muy fina ( $w \ll \lambda_0$ ) situada sobre un sustrato de altura ( $h \ll \lambda_0$ ) que se encuentra sobre un plano de masa (ver Fig. 2.10). A partir de esta formación se pueden encontrar desde las configuraciones más sencillas, hasta estructuras con varias composiciones de sustratos y parches en paralelo. El parche se diseña de forma que el máximo de radiación sea normal a su superficie, lo cual se consigue escogiendo apropiadamente el modo de excitación de éste.



**Fig. 2.10** Estructura de una antena de parche microstrip.

Se pueden usar numerosos sustratos en este tipo de diseños, estando la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) comprendida entre  $2.1 < \epsilon_r < 12$ . Los sustratos gruesos de constante dieléctrica baja son los más aconsejables para lograr un apropiado funcionamiento de la antena, ya que proveen mejor eficiencia y mayor ancho de banda.

Los elementos radiantes pueden ser de cualquier configuración, aunque es aconsejable que sean simétricos. Lo más común es elegir diseños con forma cuadrada, rectangular, circular o en forma de tira, ya que son más sencillos de fabricar y de analizar.

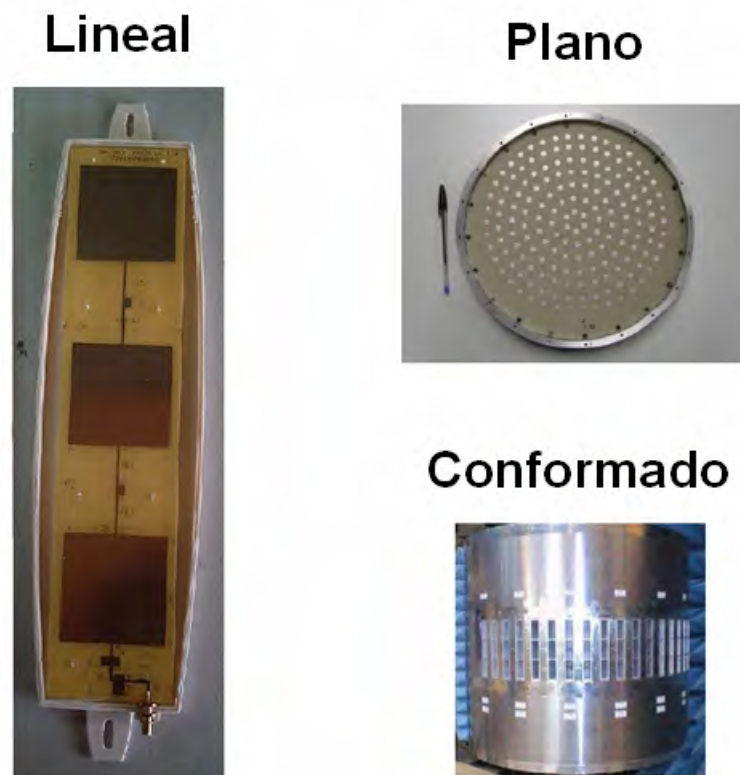
En nuestro caso utilizaremos un parche rectangular y en lo que respecta al tamaño, su longitud  $L$  debe ser  $L \cong \frac{\lambda_{eff}}{2}$ , siendo  $\lambda_{eff}$  la longitud de onda efectiva del sustrato que

depende de la longitud de onda de la señal y de la constante dieléctrica del material según la ecuación 2.33 vista anteriormente.

## 2.13 ARRAYS DE ANTENAS:

A menudo, el patrón de radiación de un único elemento es relativamente ancho, y cada elemento proporciona bajos valores de directividad (ganancia). En muchas aplicaciones es necesario diseñar antenas muy directivas, es decir, con alta ganancia, para cumplir las demandas de comunicaciones de larga distancia.

Ampliando las dimensiones de un solo elemento a veces permite aumentar las características directivas. Otro modo de incrementar las dimensiones de la antena sin necesidad de aumentar el tamaño del elemento individual es formar un acoplamiento de elementos radiantes en una configuración geométrica y eléctrica determinada. Esta nueva antena formada por varios elementos se conoce como array. Los arrays de antenas se pueden formar con diversos elementos y configuraciones.



**Fig. 2.11** Ejemplos de diferentes tipos de arrays.

En la Figura 2.11, se muestran tres diferentes tipos de configuraciones. Los arrays lineales que tienen los elementos dispuestos sobre una línea, los arrays planos, que son

agrupaciones bidimensionales cuyos elementos están sobre un plano, y los arrays conformados donde las antenas están sobre una superficie curva, por ejemplo, un fuselaje de avión.

El campo total del array viene determinado por una suma vectorial de los campos radiados por los elementos individuales. Si el campo radiado por un elemento viene determinado por la ecuación:

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r}_i} \quad (2.37)$$

donde  $\vec{r}_i$  es el vector de posición,  $\frac{I_i}{I_0}$  es el coeficiente de alimentación complejo, también

llamado  $A_i$  y  $\vec{E}_e(\theta, \phi)$  es campo radiado por un elemento en el origen de alimentado con  $I_0$

Entonces el campo radiado por el array es:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi) \quad (2.38)$$

donde  $F_A(\theta, \phi)$  recibe el nombre de Factor de Array.

Para proporcionar diagramas de radiación muy directivos es necesario que los campos de cada elemento del array interfieran constructivamente (suma) en la dirección deseada e interfieran destructivamente (se cancelen unos con otros) en el resto del espacio. Como muestra la ecuación 2.38, en un array de elementos idénticos podemos utilizar los siguientes parámetros para controlar el patrón de radiación de la antena:

- Configuración geométrica del array.
- Posición relativa de los elementos.
- Amplitud de excitación de cada elemento.
- Fase de la excitación de cada elemento.
- Diagrama del elemento radiante individual.

### 2.13.1 ARRAYS LINEALES:

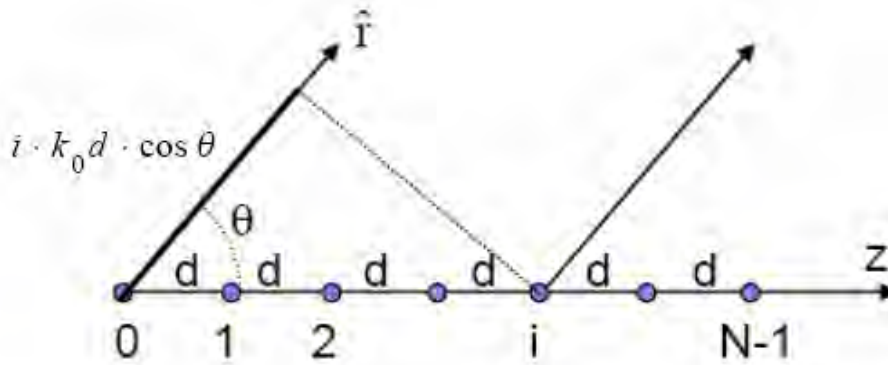
El caso más sencillo de evaluar es el mostrado en la Fig. 2.12, en el que tengamos  $N$  elementos equiespaciados a lo largo de un eje  $z$  separados una distancia fija  $d$ . Podemos escribir el vector de posición de cada elemento de la siguiente manera:

$$\vec{r}_i = i \cdot d \cdot \hat{z} \longrightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_i = i \cdot d \cdot \cos \theta$$

$$A_i = a_i \cdot e^{j\alpha_i}$$

Y entonces, el Factor de Array vendrá dado por la siguiente ecuación:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha_i)} \quad (2.39)$$



**Fig. 2.12** Esquema de  $N$  arrays lineales separados una distancia fija  $d$ .

Dependiendo del tipo de excitación que tengamos en cada uno de los elementos conseguiremos un patrón de radiación diferente. Las leyes de excitación utilizadas son:

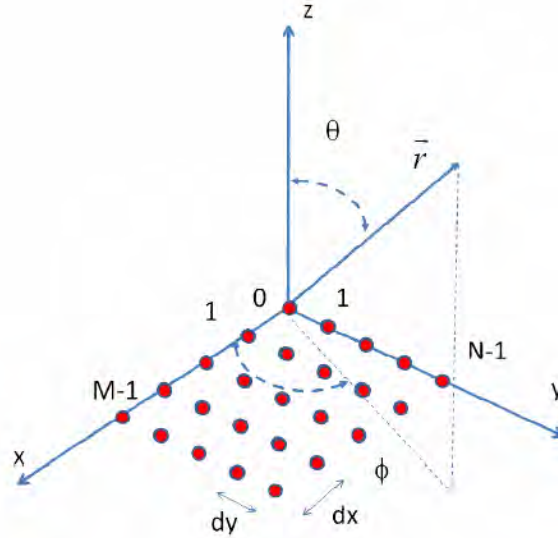
- Fase progresiva:  $A_i = a_i \cdot e^{j\alpha}$
- Uniforme en amplitud y fase:  $A_i = 1 \quad \forall i$
- Uniforme en amplitud y fase progresiva:  $A_i = e^{j\alpha_i}$
- Amplitud simétrica y decreciente desde el centro hasta el borde.

### 2.13.2 ARRAYS PLANOS:

Los arrays planos tienen sus elementos radiantes situados sobre una matriz rectangular. En comparación con los arrays lineales cuyos elementos están colocados en línea, los arrays planos son más versátiles ya que pueden proporcionar diagramas más simétricos, además de poder apuntar en cualquier dirección del espacio.

En un array de  $M \times N$  elementos situados en el plano XY (ver Fig. 2.13), con separación uniforme entre ellos en cada dirección,  $dx$  en dirección X y  $dy$  en dirección Y, con coeficientes de alimentación complejos  $A_{mn}$ , se puede obtener el factor de array orientado en cualquier dirección como:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=1}^{N-1} A_{mn} \cdot e^{jk_0 \vec{r}_{mn}} = \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=1}^{N-1} A_{mn} \cdot e^{jmk_0 d_x \sin \theta \cos \phi} \cdot e^{jnk_0 d_y \sin \theta \cos \phi} \quad (2.40)$$



**Fig. 2.13** Array plano de  $M \times N$  elementos situado en el plano XY.

### 2.13.3 PHASED ARRAYS:

También conocidos como sistemas de antenas en fase o arrays de exploración son un tipo de arrays lineales equiespaciados o arrays reticulares planos con amplitud de alimentación fija e igual para todos los elementos, donde el diagrama de radiación se controla mediante la fase de las alimentaciones, en este caso con fases progresivas, es decir,  $A_i = e^{j(i\alpha)}$  para un array lineal. Esto es así porque variando el desfase progresivo  $\alpha$  se puede barrer todo un plano  $\phi$  con un array lineal, o variando  $\alpha_x$  y  $\alpha_y$  para arrays planos, se puede barrer todo el espacio.

Para este caso, se puede analizar lo que ocurriría con la ecuación (2.40). Con coeficientes de alimentación reales y positivos y fases progresivas, el Factor de Array ( $F_A$ ) del array plano se puede calcular como el factor de array respecto del plano X multiplicado por el factor de array respecto del plano Y, es decir, diseño independiente del array según los dos planos principales [8]. Aplicando las siguientes equivalencias:

$$\begin{cases} A_{mn} = a_m \cdot e^{jm\alpha_x} \cdot a_n \cdot e^{jn\alpha_y} \\ \Psi_x = k_0 \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \alpha_x \\ \Psi_y = k_0 \cdot d_y \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \alpha_y \end{cases}$$

Obtenemos entonces:

$$F_A(\Psi_x, \Psi_y) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot e^{jm\Psi_x} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{jn\Psi_y} = F_{Ax}(\Psi_x) \cdot F_{Ay}(\Psi_y) \quad (2.41)$$

Se puede obtener la dirección de máximo apuntamiento aplicando  $\Psi_x = \Psi_y = 0$ , y se comprueba que únicamente depende de los desfases progresivos  $\alpha_x$  y  $\alpha_y$ :

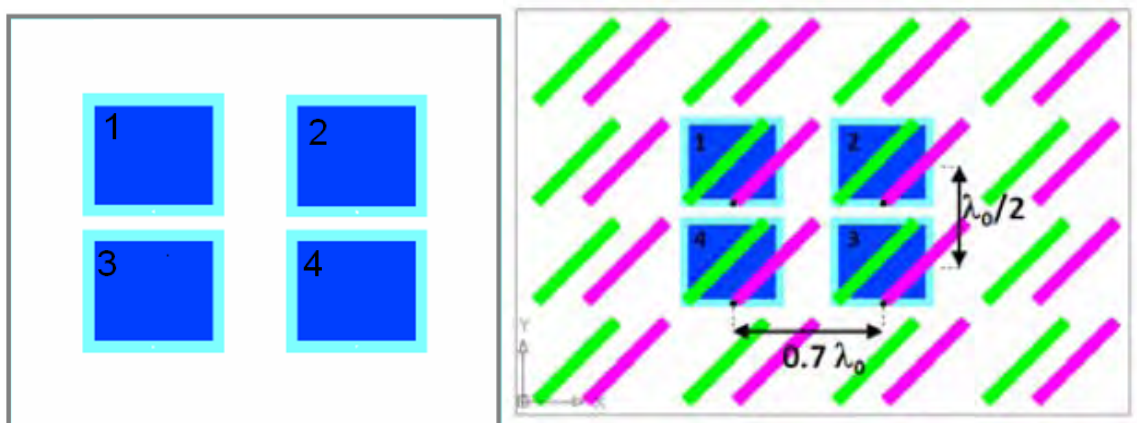
$$\begin{aligned} \theta_0 &= \sin^{-1} \sqrt{\left(\frac{\alpha_x}{k_0 \cdot d_x}\right)^2 + \left(\frac{\alpha_y}{k_0 \cdot d_y}\right)^2} \\ \phi_0 &= \tan^{-1} \left( \frac{\alpha_y \cdot d_x}{\alpha_x \cdot d_y} \right) \end{aligned} \quad (2.42)$$

## ESTUDIO DE LA CELDA BASE 2x2 E INTEGRACIÓN EN LA ANTENA GLOBAL

### 3.1 DESCRIPCIÓN DE LA CELDA BASE 2X2:

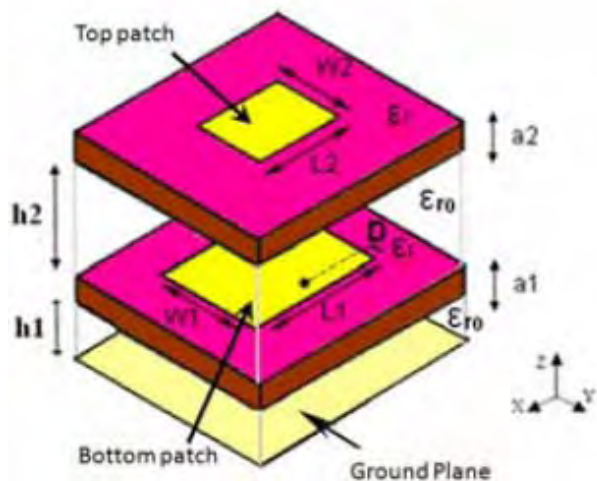
Partimos de un array de antenas de parche en configuración 2x2 con polarizador circular externo descrito en [6]. Este array 2x2 (Fig. 3.1) está diseñado para trabajar en la banda de trabajo de la tecnología WiMAX que se encuentra situada a una frecuencia central 3.5GHz, y permitiendo un funcionamiento dentro de un ancho de banda relativo del 11% (entre 3.3 y 3.7GHz).

Este array está formado por 4 parches en emplazamiento 2x2 separados una determinada distancia  $dx = 0.7\lambda_0$  en el eje horizontal y  $dy = 0.5\lambda_0$  en el vertical. Los parches utilizados son de forma rectangular para ofrecer un buen rendimiento. También se ha utilizado una estructura de parches apilados para ofrecer un mayor ancho de banda, con esto, lo que se consigue es combinar más de una resonancia (una por cada nivel) para ampliar la banda de trabajo de los parches.



**Fig. 3.1** Esquema del array 2x2 sin polarizador (izquierda) y con polarizador (derecha).

A continuación se detalla la estructura completa de los parches apilados con sus respectivos espesores y separaciones entre capas para un elemento.



$\epsilon_r$ (FR4)	4.5
$\epsilon_{r0}$ (Rohacell)	1.006
<b>Dimensiones</b>	<b>mm</b>
L1	42.6
W1	37
L2	35.8
W2	30.2
D	2
<b>Espesores de capas</b>	<b>mm</b>
a1 & a2 (FR4)	0.4
h1 (Rohacell)	2
h2 (Rohacell)	6
Plano reflector (Al.)	3

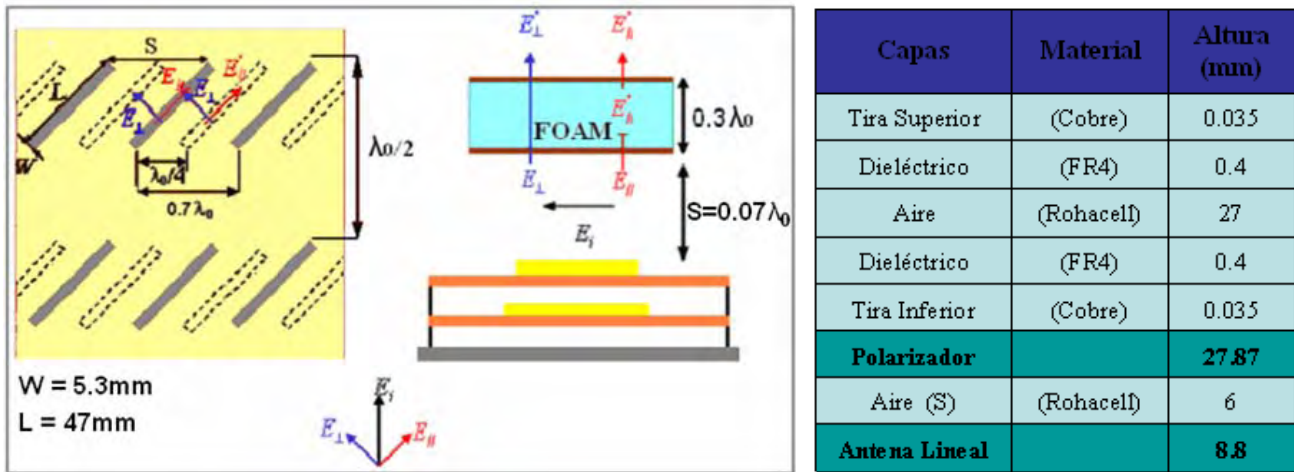
**Fig. 3.2** Estructura de parches apilada para el elemento lineal (sin polarizador externo).

### 3.1.1 POLARIZADOR EXTERNO:

La descripción del polarizador externo explicada en esta sección está basada en el modelo descrito en [9]. Se trata de un polarizador de estructura plana con doble capa de tiras parásitas de cobre (inclinadas  $45^\circ$  con respecto a la polarización lineal generada por los parches) que permiten lograr una polarización circular de la antena con sentido de circulación seleccionable (dextrógiro y levógiro) y que se caracteriza por ser removible a la propia antena y consta de un perfil muy bajo junto a la estructura radiante (Fig. 3.3).

La característica principal del polarizador es su funcionamiento con las componentes de campo próximo reactivo, es decir, la distancia entre la estructura radiante y el polarizador tiene una separación  $S \ll \lambda_0$ . Esta novedad a diferencia de otros polarizadores semejantes donde la separación  $S > \lambda_0$  que trabajan en la zona de campo lejano y con ondas aproximadamente planas, logra reducir el perfil total de la estructura permitiendo poder utilizarse en diversos sistemas de comunicaciones, como por ejemplo los aeronáuticos.





**Fig. 3.3** Estructura del polarizador (izquierda) y configuración de las capas (derecha).

En cuanto al efecto del polarizador sobre el campo  $E_i$  polarizado linealmente, se puede entender viendo el esquema de la Figura 3.3 (izquierda). Partiendo del principio de generación de ondas polarizadas circularmente que se basa en dos radiaciones ortogonales con corrientes de igual amplitud y fase, el campo incidente  $E_i$  se descompone en dos campos eléctricos ortogonales cruzados ( $E_{\parallel}$  y  $E_{\perp}$ ). Cada tira inclinada  $45^\circ$  actúa como inductancia para la componente del campo  $E$  que tiene la misma orientación de las tiras ( $E_{\parallel}$ ). Con cada capa del polarizador  $E_{\parallel}$  sufre un cambio de fase para cancelar la reflexión de la onda reflejada y optimizar su transmisión a través del polarizador, mientras que la componente  $E_{\perp}$  permanece inalterada. Pasado el polarizador se ha obtenido una diferencia de fase de  $90^\circ$  entre ambas componentes produciendo la polarización circular.

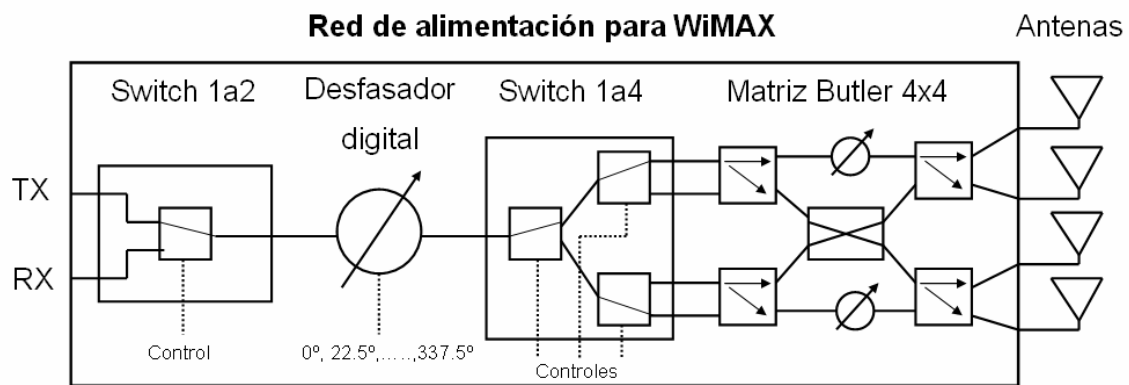
### 3.2 MÓDULO DE RF PARA CADA CELDA 2X2:

Con el objetivo de dotar al array 2x2 descrito anteriormente, de la capacidad de cambiar el apuntamiento sin necesidad de variar la orientación del sistema radiante, surge la necesidad de fabricar una red de alimentación añadida que mediante cambios en la amplitud y fase entre los diferentes elementos del array (ver apartado 2.13) permita cambiar el patrón de radiación y dotarlo de mayor directividad. Además añadiremos la posibilidad al sistema de que pueda operar en dos modos de funcionamiento, transmisión (TX) y recepción (RX) junto con la opción de poder amplificar y realizar una conversión a una frecuencia intermedia (FI) mediante un transceptor externo.

El desarrollo de este PFC recae principalmente en el diseño y fabricación de esta red de alimentación para la celda base de 2x2 elementos. Describiendo más concretamente este módulo de RF (también llamada placa de RF WiMAX), constara de los siguientes elementos:

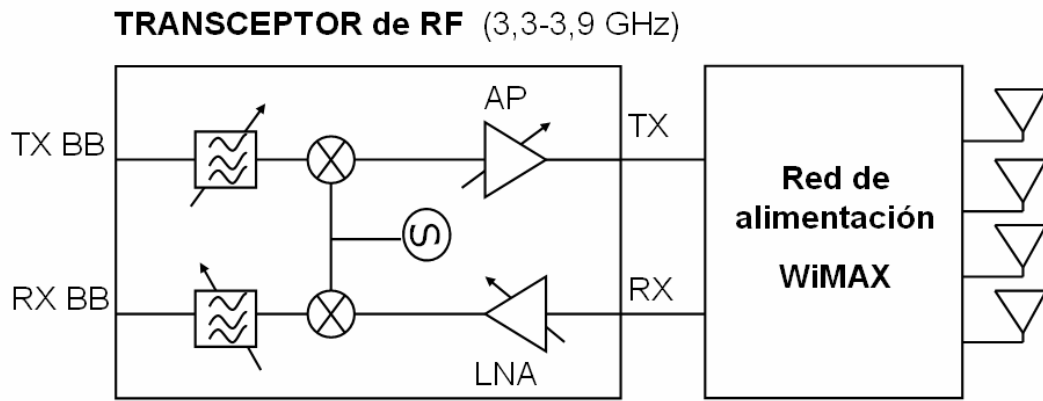
- Switch SPDT (single pole, double throw) de dos estados de selección entre modo de funcionamiento TX/RX.
- Desfasador digital de 16 estados.
- Switch de cuatros estados para conmutar entre las cuatro entradas posibles de la matriz de Butler.
- Matriz de Butler 4x4 que se conectara a los elementos radiantes (parches).

En la Fig. 3.4 se detalla un esquema completo de la red de alimentación con los elementos que lo componen y la conexión de los mismos.



**Fig. 3.4** Esquema de la red de alimentación de la celda base 2x2.

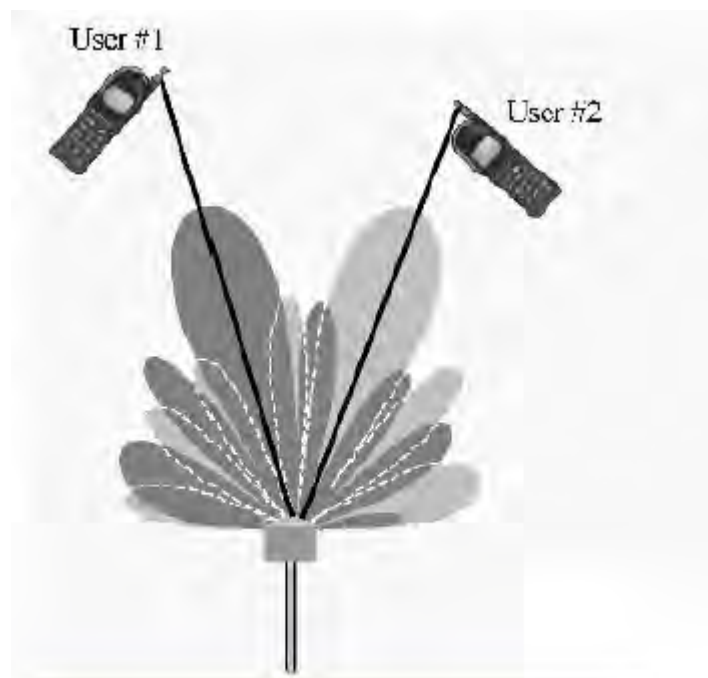
Adicionalmente a este módulo se podrá añadir un transceptor de RF (ver Fig. 3.5) que constara de amplificadores de bajo ruido (LNA) para el modo RX, y de amplificadores de potencia (AP) para el modo TX con el fin de aumentar el nivel de señal y compensar las perdidas de la red de alimentación. También tendrá la posibilidad de hacer una conversión de frecuencia a una FI (frecuencia intermedia) para un futuro procesamiento de señal en una banda de trabajo mas baja.



**Fig. 3.5** Esquema del transceptor WiMAX conectado a la red de alimentación.

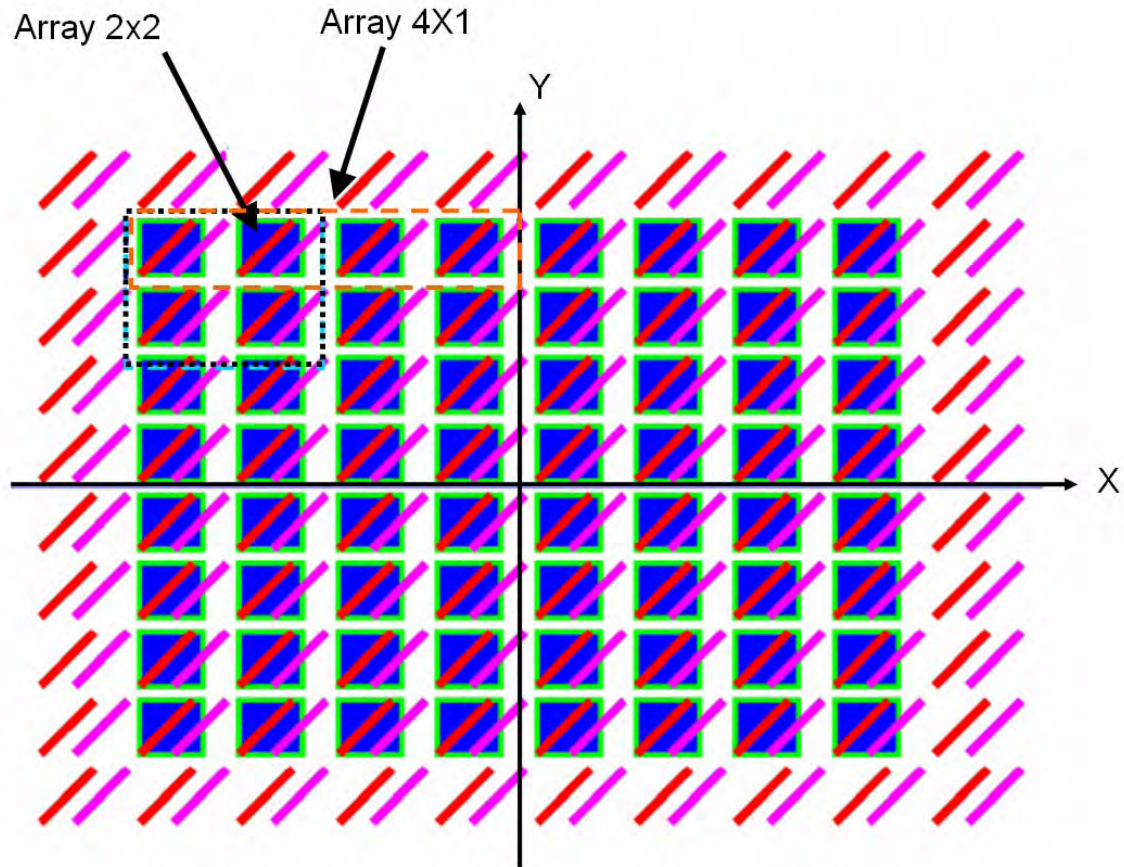
### 3.3 INTEGRACIÓN DE LA CELDA 2X2 DENTRO DE LA ANTENA GLOBAL DE 64 ELEMENTOS:

El objetivo final del que forma parte el diseño de la red de alimentación de la celda base es formar una antena global de 8x8 elementos que será parte de una sistema SDMA (Space Division Multiple Access), es decir, sistema de acceso múltiple en el espacio. La peculiaridad de estos sistemas consiste en poder cambiar el diagrama de radiación del elemento radiante para adaptarla a la señal de RF y a su entorno, produciendo nulos en las señales interferentes y el máximo de ganancia en la señal deseada.



**Fig. 3.6** Sistema SDMA. Múltiplexación de dos usuarios.

La Fig. 3.7 muestra un esquema simplificado de cómo quedaría la antena global de 64 elementos (configuración 8x8) diseñada en [10]. Puede verse como es posible formarse mediante arrays 2x2 (2D) o mediante arrays 1x4 o 4x1 (1D), el estudio de esta composición se llevara a cabo de forma paralela en otro PFC ya que según que configuración se elija (Fig. 3.8), la matriz de Butler de las redes de alimentación tendrá un diseño diferente.

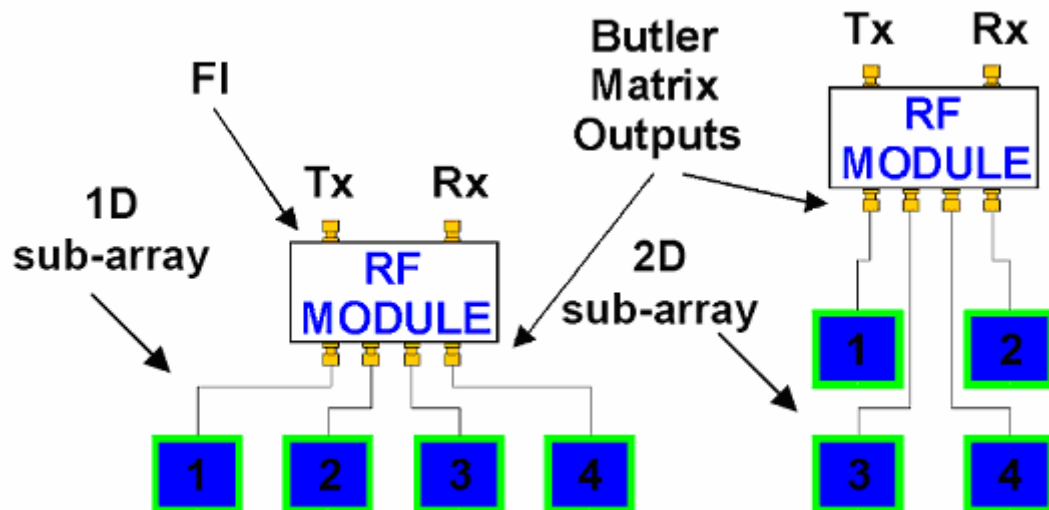


**Fig. 3.7** Antena global de 64 elementos. Agrupamientos 2x2 o 1x4 resaltados.

Mediante la matriz de Butler conseguimos que cada red de alimentación forme una red de haces conformados fijos donde según que puerto de la matriz se elija, se obtendrá un apuntamiento diferente de cada celda base según lo explicado en el apartado 2.13.3.

El objetivo del desfasador digital es poder dotar al sistema completo de más capacidad de variar el apuntamiento, esto es posible mediante el desfase progresivo entre diferentes celdas base que puede producir cada desfasador a través de sus 16 estados posibles en incrementos de  $22,5^\circ$ .

La red de alimentación que se pretende fabricar se conectará a cada celda base de la antena (sea 2x2 o 4x1). Al final serán necesarias 16 redes de alimentación para alimentar cada uno de las celdas base, aunque en este PFC solo se realizara el diseño y construcción de una.



**Fig. 3.8** Diferentes conexiones de la red de alimentación a la celda base de la antena global 8x8.

# 4

## DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN INDIVIDUAL DE CADA MÓDULO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN

### 4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se va a explicar el proceso de diseño, construcción y de toma de datos de cada módulo de los que se mencionan en el diagrama de bloques del capítulo anterior. Como es lógico, para formar la red de alimentación completa que mencionábamos antes (apartado 3.2) y que se conectará a cada sub-array de 2x2, hay que caracterizar cada uno de sus componentes por separado para verificar sus características, compararlos con los datos del fabricante (ver Anexo C) para ver las limitaciones por el proceso de fabricación, evaluar los aspectos particulares del montaje de cada módulo y así corregir posibles errores sobre el diseño de la red de alimentación completa.

### 4.2 FABRICACIÓN

A continuación se explicará el proceso que se ha seguido para la elaboración de cada uno de los módulos y que se han tratado como placas de evaluación independientes. Se explicará el uso del material y las herramientas con las que se ha contado en cada proceso, así como el montaje final de los componentes. Esto se ha dividido en varios apartados.

#### 4.2.1 DISEÑO DEL CIRCUITO:

Partimos de la elección del componente que queremos utilizar en nuestro diseño, para ello tenemos que mirar muchos modelos para ver cual se asemeja más a nuestras necesidades de diseño, estas características las especifica el fabricante en el datasheet mediante gráficas representando varios parámetros de interés. También hay que tener cuidado con el tipo de montaje que especifica porque habrá algunos que no nos interesen o tengamos que descartarlos por imposibilidad de fabricación. El tamaño es algo muy importante tener en cuenta, pues un tamaño grande necesitara una placa de mayores

dimensiones aumentando el coste y perdiendo funcionalidad, y por el contrario si el componente es muy pequeño puede dar problemas a la hora de montarlo.

Primeramente hay que diseñar la placa de evaluación del componente del que queremos evaluar su comportamiento. Hay varios programas informáticos que nos sirven para esto, pero se ha optado por utilizar AutoCAD por ser una herramienta muy potente y muy extendida en cualquier especialidad.

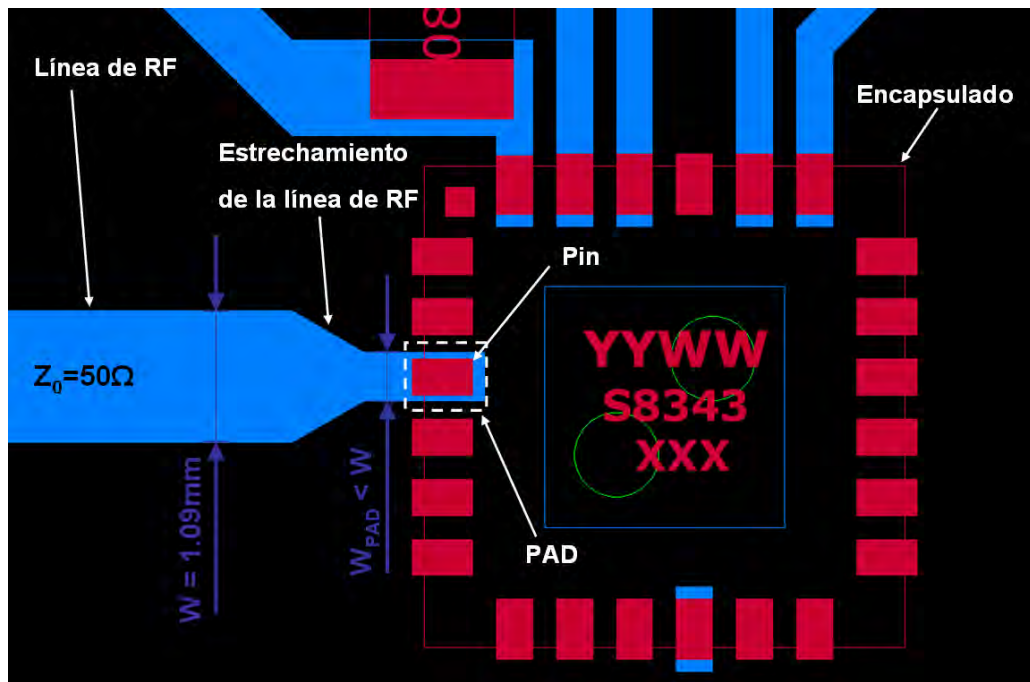
Otra de las consideraciones importantes para diseñar el circuito es la elección del sustrato a utilizar. Los parámetros que nos harán elegir entre un sustrato u otro son el espesor ( $H$ ), la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) y la tangente de pérdidas ( $\delta$ ) entre otros. Dependiendo de estos parámetros el ancho de las pistas variará para la misma impedancia (apartado 2.12). En nuestro caso hemos utilizado un sustrato con las siguientes características:

<b>H (mm)</b>	<b>0.5</b>
$\epsilon_r$	<b>3.5</b>
$\delta$	<b>0.0001</b>
<b>Marca</b>	<b>Taconic</b>
<b>Modelo</b>	<b>RF35020CHCH</b>

**Tabla 4.1** Parámetros del sustrato elegido.

Con estos valores, conseguimos un ancho de pistas con impedancia de  $50\Omega$  de  $W_{50\Omega} = 1.09\text{ mm}$ , que es un valor adecuado para la fabricación por no ser muy ancho (evitando radiaciones espurias) ni tampoco muy fino (evitando pistas que puedan cortarse en el proceso de fabricación). Si hubiéramos usado un sustrato de mayor espesor, el ancho de pistas hubiera sido mayor lo que implicaría un mayor estrechamiento de las pistas en los pads (superficie rectangular que hace de interfaz entre el circuito integrado y el exterior) de los componentes provocando reflexiones indeseadas. Este efecto puede verse fácilmente en la siguiente Fig. 4.1.





**Fig. 4.1** Estrechamiento de las líneas de transmisión al entrar en un pad de un componente.

#### 4.2.2 FABRICACIÓN DEL PCB:

Una vez que tenemos el diseño hecho en AutoCAD (extensión \*.dxf), tenemos que convertirlo a un fichero tipo GERBER. Esto no es más que un fichero especial que contiene únicamente la información necesaria para la fabricación del PCB mediante la máquina de control numérico como la que aparece en la Figura 4.1.



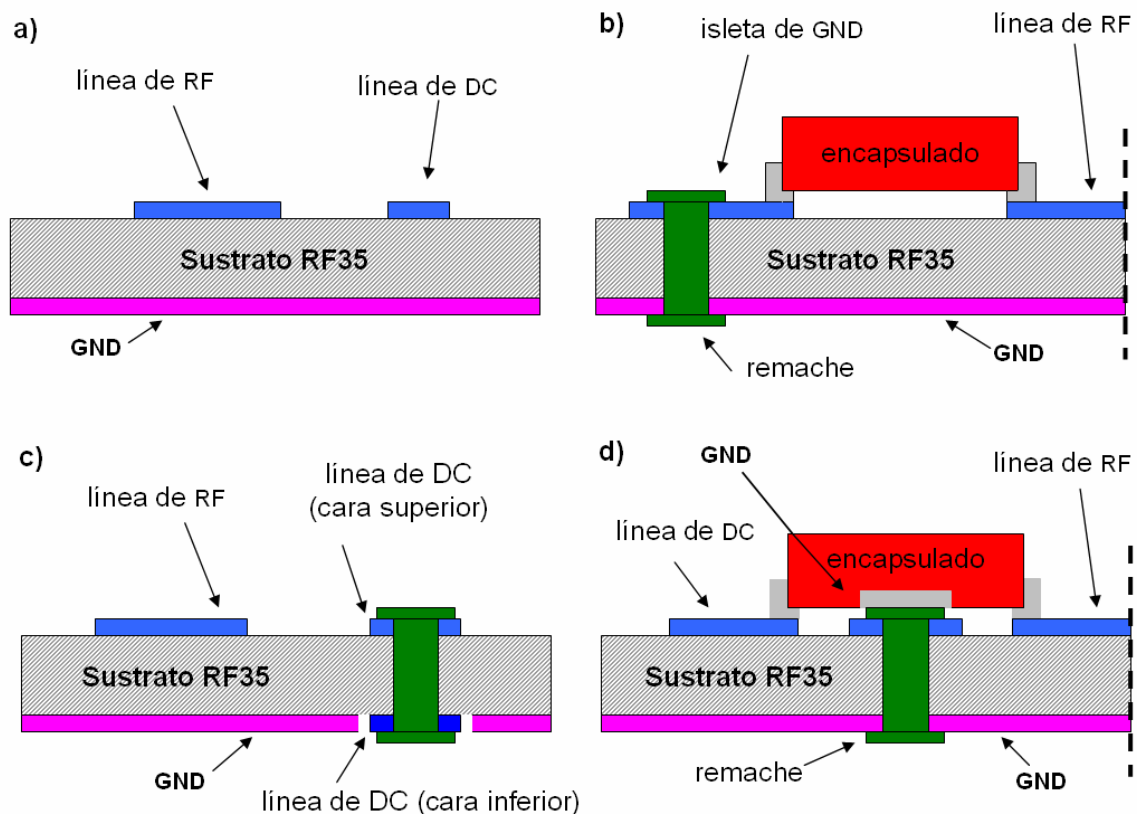
**Fig. 4.2** Máquina de control numérico de la EPS.



Este GERBER contiene los vectores de desplazamiento del cabezal que realizara los surcos que formaran las pistas de nuestro circuito. En los primeros prototipos era necesario también la utilización de un fichero EXCELLON que contenía la información de los agujeros con sus diámetros correspondientes, pero en las ultimas fabricaciones dejó de necesitarse pues el software actualizado de la maquina permitía realizarlos a partir del GERBER.

#### 4.2.3 METALIZACIÓN DE TALADROS:

Una vez fabricado el PCB, el paso siguiente es realizar los taladros metalizados que conectarán las zonas de masa de la cara superior con todo el plano de masa de la cara inferior, así como también realizar los pasos de cara de las pistas de control y alimentación de los componentes, que no serán otra cosa que tensión continua (DC). En la siguiente Figura 4.3 puede verse un esquema de los diferentes configuraciones de utilizamos para realizar pasos de cara mediante taladros metalizados.



Normalmente este proceso de metalización de taladros se realiza químicamente mediante un proceso de deposición de cobre por electrólisis, pero este proceso es muy complejo y caro, por eso se ha optado por utilizar una metalización de taladros mediante remaches. Para ello se utiliza una remachadora especial de gran precisión como la de la Figura 4.2, esta herramienta esta compuesta de cabezales intercambiables para poder utilizar múltiples medidas de remaches de cobre.



**Fig. 4.4** Remachadora para taladros metalizados de la EPS (izquierda) y remaches de cobre (derecha).

En nuestros prototipos hemos utilizado 3 medidas de remaches: las medidas 0.4mm y 0.6mm de diámetro interior para dar continuidad a planos de masa y cambios de cara de pistas de control y la medida de 1mm de diámetro para agujeros pasantes de componentes discretos como clemas y demás.

Finalmente, una vez puestos todos los remaches de la placa de evaluación hemos dado un baño de cobre a todos los taladros metalizados para asegurar la continuidad a tan altas frecuencias.

#### **4.2.4 MONTAJE Y CONEXIONADO DE COMPONENTES:**

Por último, ya con el sustrato fabricado y con los taladros metalizados hechos y estañados solo queda posicionar los componentes para soldarlos y soldar los conectores de RF que son del tipo SMA hembra. Para montar los circuitos integrados que tienen plano de masa en la parte interior del componente como por ejemplo los desfasadores digitales y los Switch, utilizamos pasta de soldadura (solder paste) y calor por aire caliente para fijarlos al PCB y después, mediante flux y estaño soldamos los pines con la mayor precisión posible pues la separación es mínima (de 0.2mm a 0.3mm). Para esto hemos hecho uso de un

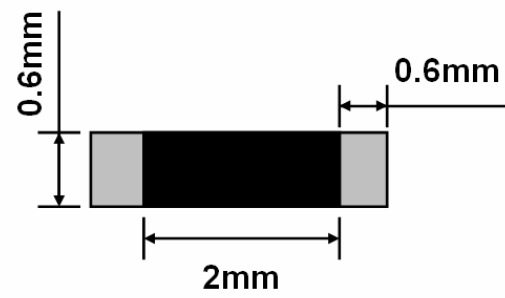
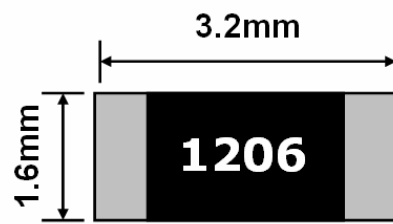
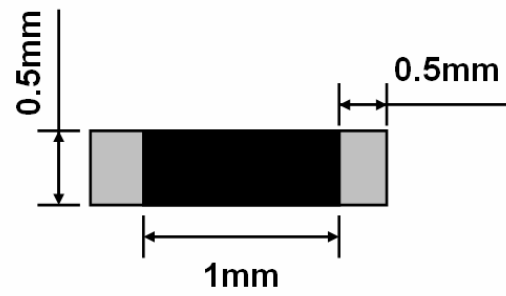
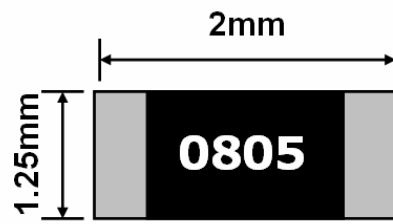
microscopio electrónico como el de la Fig. 4.3 que nos permite tener la máxima resolución y precisión posible en las soldaduras.



**Fig. 4.5** Microscopio binocular con aumentos continuos de la EPS.

Para el resto de componentes de montaje superficial SMD como resistencias y condensadores entre otros, se realiza un pre-estañado de los pads antes de su posicionamiento y después se procede a dar calor con un soldador de punta fina para terminar la soldadura. Para el caso de los conectores SMA se utiliza una punta de mayor grosor pues la superficie de disipación de calor es mucho mayor.

En la Fig. 4.6 se detallan los diferentes encapsulados utilizados en los componentes discretos (resistencias y condensadores). Según el tamaño de los mismos se denotan por un nombre de encapsulado diferente con independencia del valor que presenten. En la mayoría de los casos el encapsulado utilizado es el 0805.



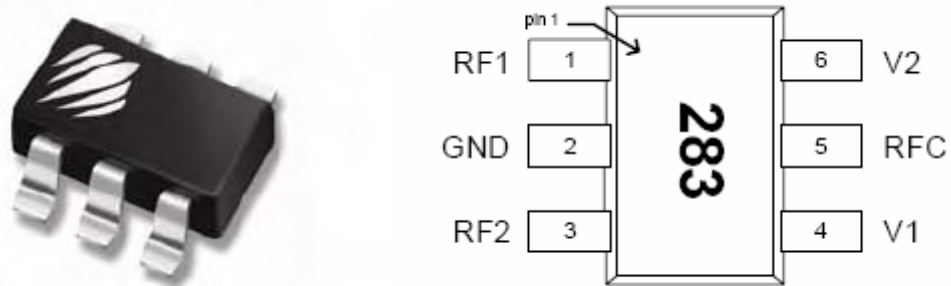
**Fig. 4.6** Descripción de los encapsulados SMD utilizados en resistencias y condensadores.

### 4.3 PLACA DE EVALUACIÓN DEL SWITCH 1 A 2 PE4283:

#### 4.3.1 DESCRIPCIÓN Y FUNCIONAMIENTO:

Ampliando lo explicado en el bloque 3, se necesita implementar una placa de evaluación que especifique realmente las características de un Switch SPDT (single pole, double throw) de RF en la banda de trabajo deseada (min. 3 - 4GHz) que presente un alto aislamiento entre diferentes puertas de salida, baja reflexión a la entrada y la menores perdidas de inserción posibles. Es importante la característica de aislamiento entre puertas debido a que este Switch va a utilizarse para conmutar entre los diferentes modos de trabajo de nuestra antena, que son transmisión y recepción. Ello implica que cuando un modo esté seleccionado toda la potencia de RF tiene que conmutarse de la entrada a dicha salida con la menor pérdida posible, produciendo una nula transmisión de potencia a la salida no deseada.

Inicialmente se opta por un modelo económico, de fácil montaje y con unas características según el fabricante que cumplen los requisitos en la mayor parte de la banda de trabajo. Se elige el modelo **PE4283** de la marca **Peregrine** como el de la Figura 4.7 (izquierda) que utiliza tecnología de control CMOS y presenta un ancho de banda desde DC hasta 4GHz.



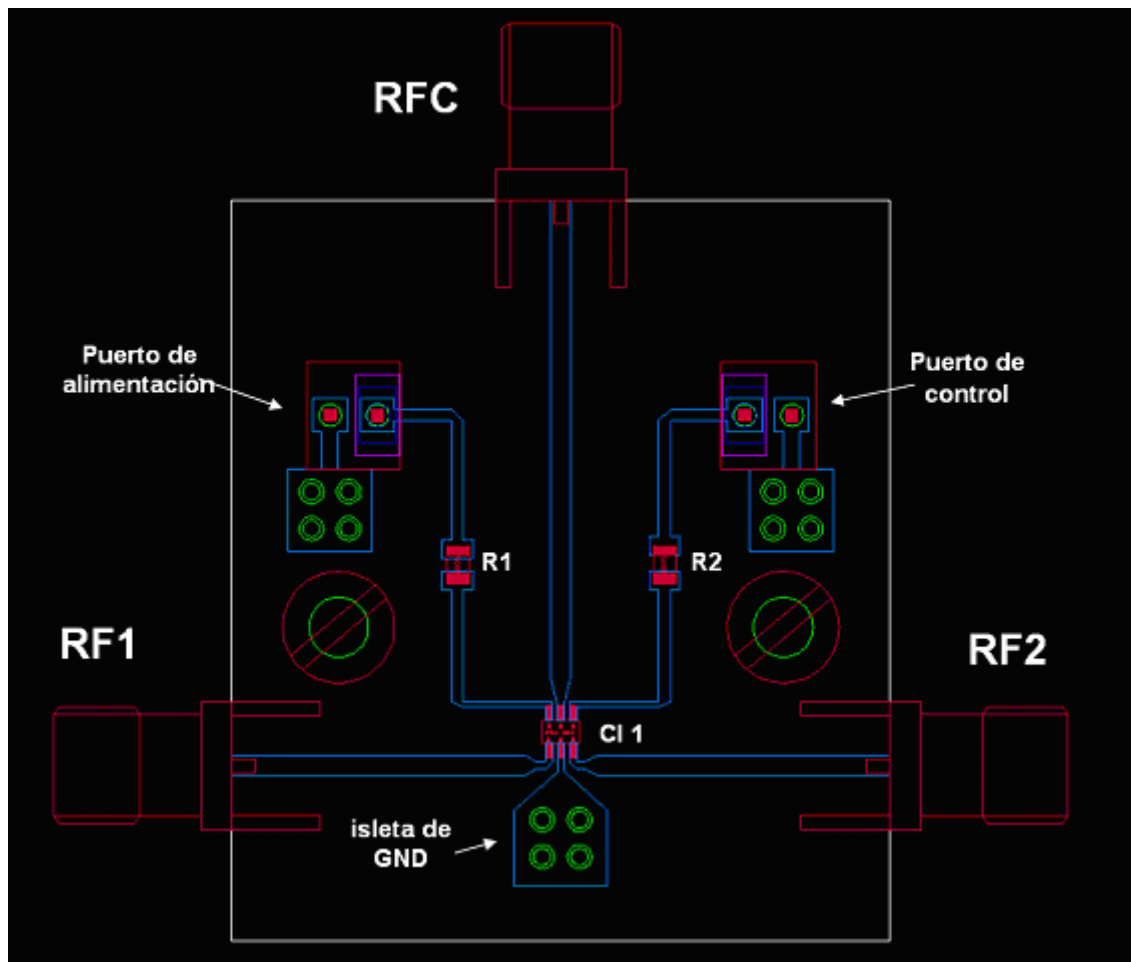
**Fig. 4.7** Encapsulado del Switch SPDT PE4283 (izquierda) y configuración de los pines (derecha).

Este CI (Circuito Integrado) está alimentado con una tensión V2 de 3V DC. y se controla mediante una alimentación de control V1 que selecciona entre los estados alto (>2V) y bajo (<1V) cambiando entre las salidas RF1 y RF2 respectivamente.

#### 4.3.2 DISEÑO DE LA PLACA DE EVALUACIÓN Y CONSTRUCCIÓN:

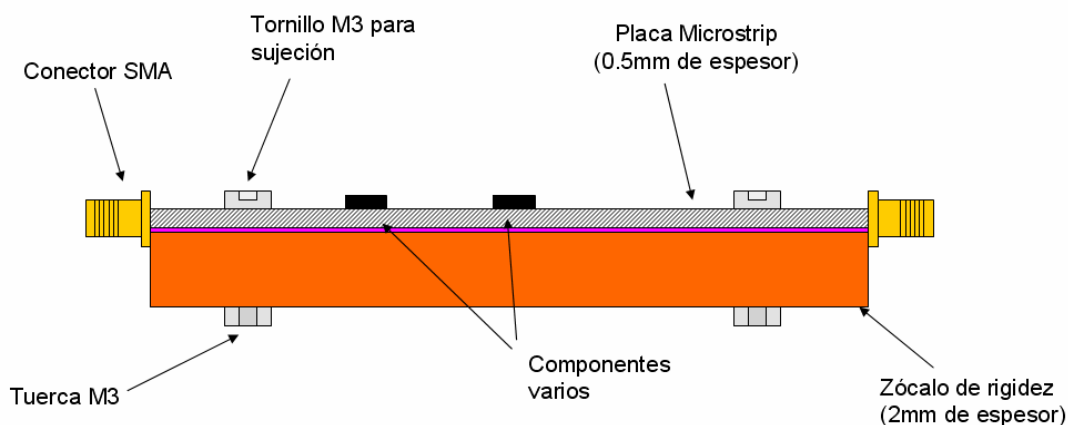
En la elaboración del diseño de la placa de evaluación del Switch se han añadido unas resistencias de valor  $1K\Omega$  en serie a las tensiones de alimentación y control para evitar que se produzcan descargas electrostáticas que puedan dañar nuestro componente.

El diseño final elegido puede verse en la siguiente Figura 4.8.



**Fig. 4.8** Diseño de la placa de evaluación del Switch 1a2 PE4283.

En colores tenemos capas distintas en el diseño que simbolizan partes diferentes. En rojo están todos los componentes como CI, resistencias, conectores SMA, conectores de alimentación y tornillos de plástico para sujetar la PCB a otra pieza de mayor grosor dando más rigidez al conjunto para evitar posibles roturas y dobleces durante la manipulación de la misma (ver Fig. 4.9), en verde todos los taladros metalizados (remaches de cobre), en azul claro las pistas de cobre de la cara superior, en azul oscuro las pistas de la cara inferior y por último en morado las zonas de vaciado de cobre de la cara inferior que hace de plano de masa de la microstrip.



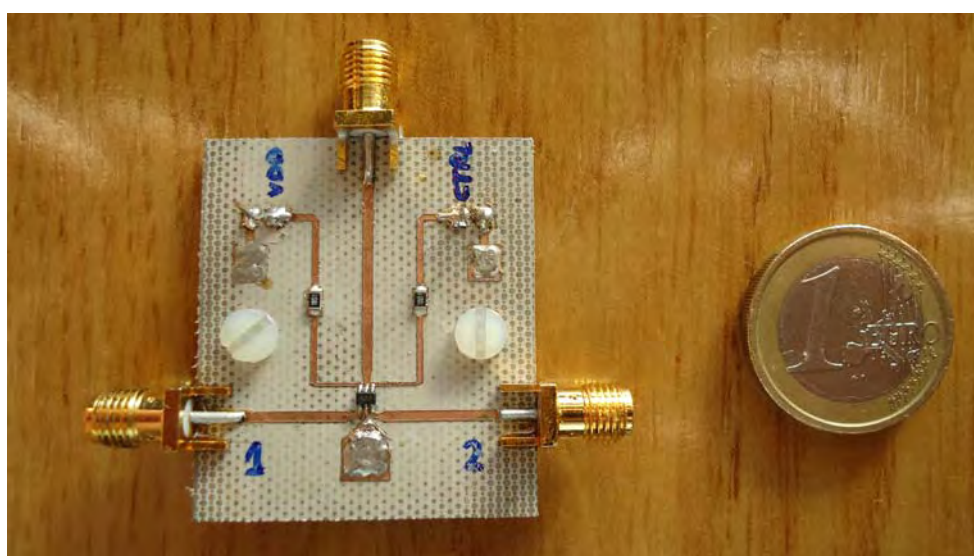
**Fig. 4.9** Esquema del zócalo de rigidez utilizado en las placas de evaluación.

En la Tabla 4.2 se pueden ver el nombre de algunos componentes de la placa de evaluación junto con sus valores y descripción, en ese caso solo resistencias, el propio circuito integrado (CI) y los conectores Molex para la alimentación externa.

Componente	Descripción	Valor
R1	Resistencia	1K $\Omega$
R1	Resistencia	1K $\Omega$
J1	Puerto de alimentación	-
J2	Puerto de control	-
CI1	Switch SPDT	PE4283

**Tabla 4.2** Listado de componentes de la placa de evaluación del Switch 1a2 PE4283.

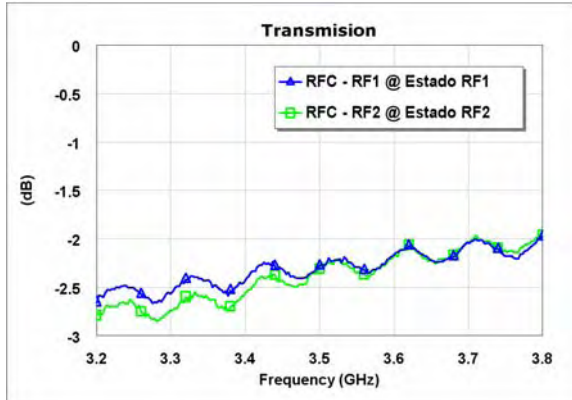
El resultado final de la fabricación puede verse en la Figura 4.8.



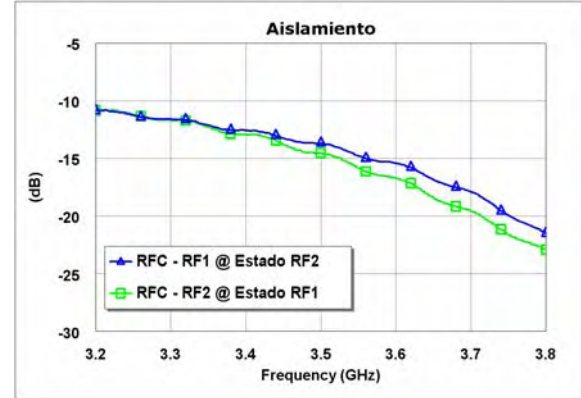
**Fig. 4.10** Placa de evaluación del Switch 1a2 PE4283.

### 4.3.3 RESULTADOS Y MEDIDAS:

En cuanto a los resultados obtenidos a través de los parámetros S medidos en el analizador de redes de la EPS, podemos compararlos gráficamente en las siguientes figuras:



**Fig. 4.11** Transmisión del Switch PE4283 en cada estado.

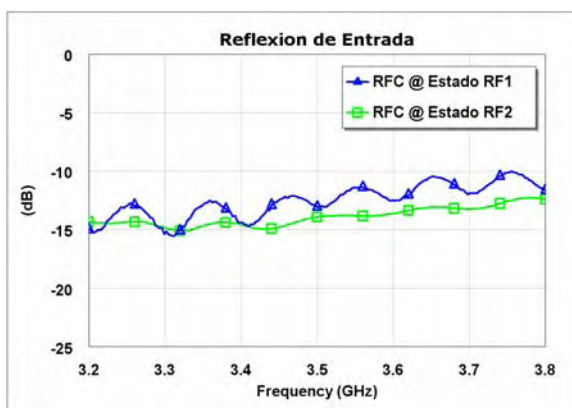


**Fig. 4.12** Aislamiento del Switch PE4283 entre puertos para cada estado.

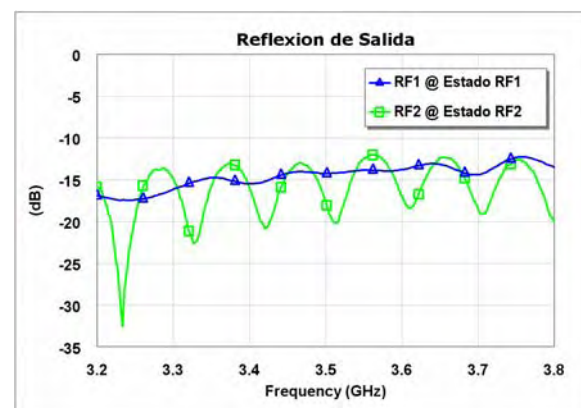
Se observa como las transmisiones (Fig. 4.1) son prácticamente iguales en los dos estados de funcionamiento del Switch, en ambos casos no superan los 3dB, dato que no se parece mucho a las especificaciones de fábrica [C.1] donde se especifica que no superan los 1.5dB en el extremo superior de la banda de trabajo.

En cuanto al aislamiento (Fig. 4.12) se mantiene por debajo de -10dB en toda la banda de trabajo en ambos estados de funcionamiento. Es un dato malo que no cumple con las necesidades de diseño para proporcionar un aislamiento óptimo entre los modos de transmisión y recepción de nuestra antena.

Los datos de reflexión (scattering) del puerto de entrada (Fig. 4.13) y los puertos de salida (Fig. 4.14) están dentro de los márgenes pues oscilan alrededor de -15dB y se corresponden con los facilitados por el fabricante.



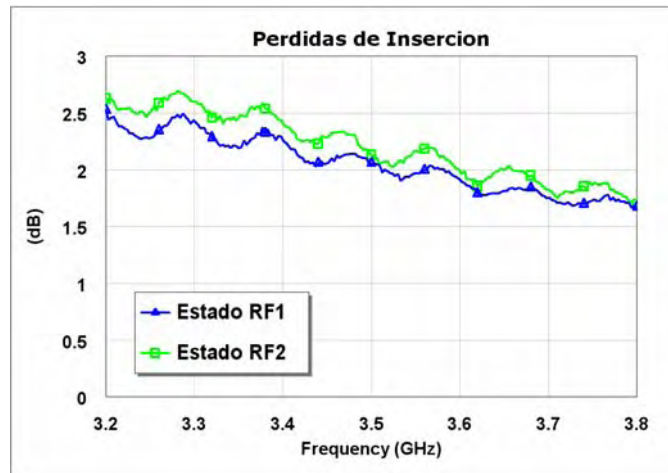
**Fig. 4.13** Reflexión del Switch PE4283 en el puerto común (RFC).



**Fig. 4.14** Reflexión del Switch Pe4283 en los puertos de salida (RF1 y RF2).



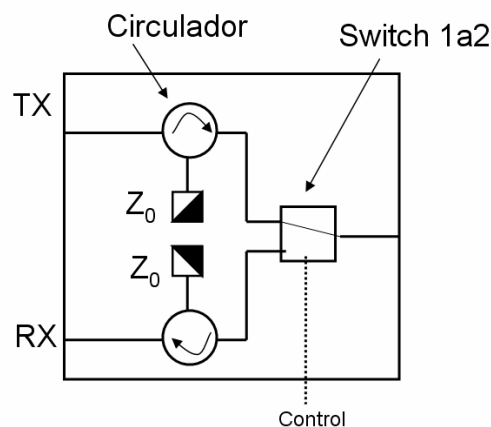
Por último presentamos las pérdidas de inserción (Fig. 4.15) que presenta el circuito para cada estado de funcionamiento según la ecuación (2.31).



**Fig. 4.15** Pérdidas por inserción del Switch PE4283 en los estados RF1 y RF2.

En términos generales los resultados obtenidos por el Switch PE4283 no son totalmente satisfactorios para el uso establecido. Hay ciertas diferencias entre los datos del fabricante (datasheet) [C.1] y los resultados medidos en nuestro laboratorio, probablemente debidas al proceso de fabricación.

Como solución inicial a los resultados obtenidos se plantea la idea de añadir un circulador o girador de impedancias en cada una de las entradas posibles de Switch debidamente orientados para aumentar así el aislamiento entre modos de funcionamiento y mejorar las características del módulo que constituye. El esquema planteado puede verse en la Fig. 4.16, pero el inconveniente ha sido la imposibilidad de encontrar un circulador de pequeñas dimensiones para no aumentar en gran medida el tamaño del módulo TX/RX del que forma parte el Switch 1a2 (Fig.3.4).



**Fig. 4.16** Diagrama de bloques del Switch 1a2 con los giradores de impedancias.

## 4.4 PLACA DE EVALUACIÓN DEL SWITCH 1 A 2 VSWA2:

### 4.4.1 DESCRIPCIÓN Y FUNCIONAMIENTO:

Como consecuencia de los resultados descritos anteriormente pertenecientes al Switch PE4283, siendo insuficientes para la elaboración de nuestro módulo TX/RX y de la imposibilidad de mejorarlo usando los circuladores de impedancias (Fig. 4.16) optamos por elegir otro componente de mejores características [C.2] a costa de un encapsulado que presenta una mayor dificultad de montaje.

Elegimos un Switch SPDT de alto aislamiento de la marca **Mini-Circuits** modelo **VSWA2-63DR+** con tecnología de control CMOS que funciona con una única tensión de alimentación positiva y de bajo consumo. El coste de este Switch de mejores características que el modelo anterior no es muy elevado, ambos tienen un precio similar.



**Fig. 4.17** Encapsulado del Switch SPDT VSWA2-63DR+ (izquierda) y configuración de sus pines (derecha).

El diseño del componente permite un ancho de banda de operación muy amplio que funciona desde los 500 a los 6000MHz. La tensión de alimentación es de 5V DC y para la de control utiliza 5V en el estado Alto y 0V para el estado Bajo.

Estado Control	Puerto Salida
Bajo	RF1
Alto	RF2

**Tabla 4.3** Configuración de estados del Switch VSWA.

El encapsulado, que puede verse en la Figura 4.17, es cuadrado de pequeñas dimensiones 4mm x 4mm x 0.9mm. con cuatro contactos en cada uno de sus bordes y con un plano de masa en su cara inferior (ver anexo C.2 para mas detalle).

#### 4.4.2 DISEÑO DE LA PLACA DE EVALUACIÓN Y CONSTRUCCIÓN:

A diferencia del diseño del modelo de Switch anterior donde el estado de conmutación se controlaba mediante una toma de tensión diferente a la de alimentación, donde se variaba su tensión en una fuente de alimentación externa, en este diseño se ha optado por incorporar únicamente una toma de tensión a la placa de evaluación mediante una clema de 3 contactos (+V<sub>DD</sub>, NC, GND). Seguidamente a la toma de alimentación se añade un regulador de tensión modelo MC7805CDT que nos fija una tensión a la salida de 5V para un rango de tensiones de entrada muy amplio, desde 5 hasta 20V que se conecta a la alimentación del Switch y a un conmutador de dos posiciones que controla los estados de funcionamiento del componente.

En cada puerto de RF del Switch, RFC, RF1 y RF2 se ha colocado un condensador de bloqueo de un valor recomendado por el fabricante de 47pF.

El diseño final puede verse en la siguiente figura:

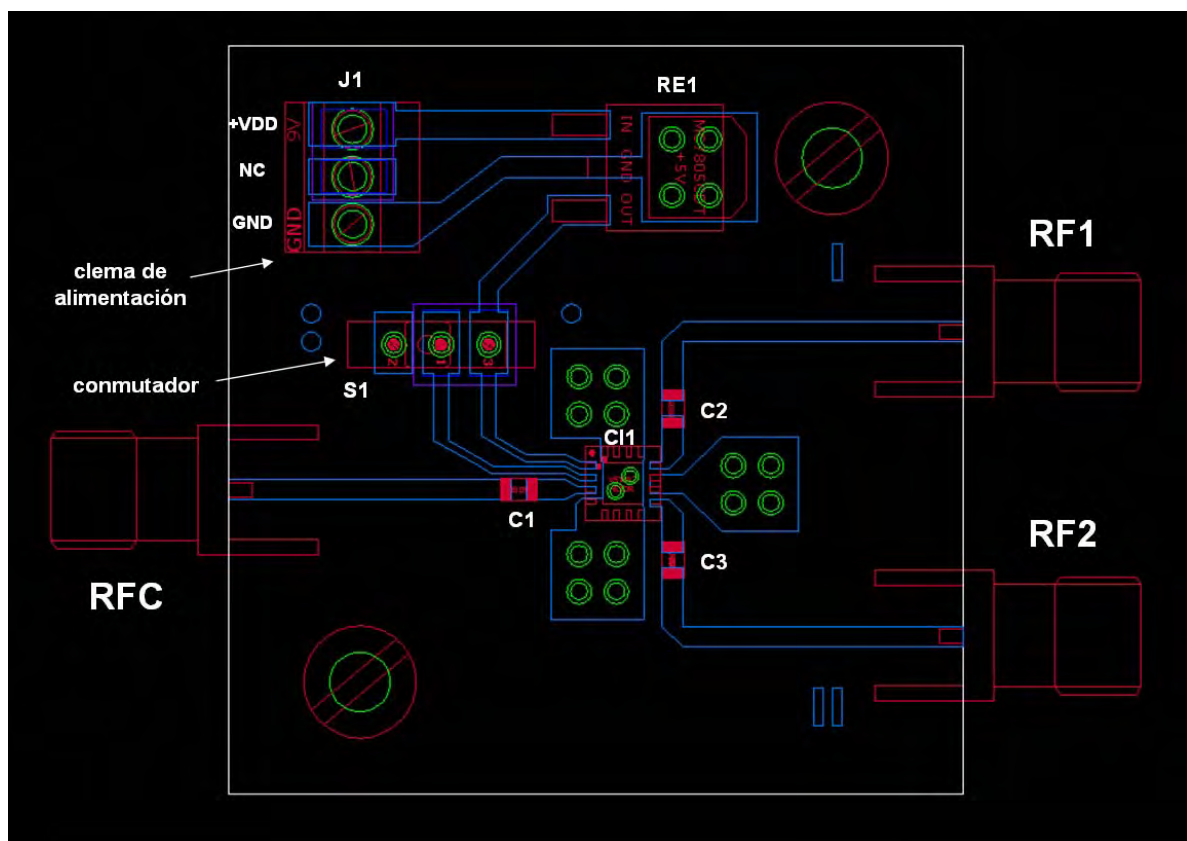


Fig. 4.18 Diseño de la placa de evaluación del Switch 1a2 VSWA2.

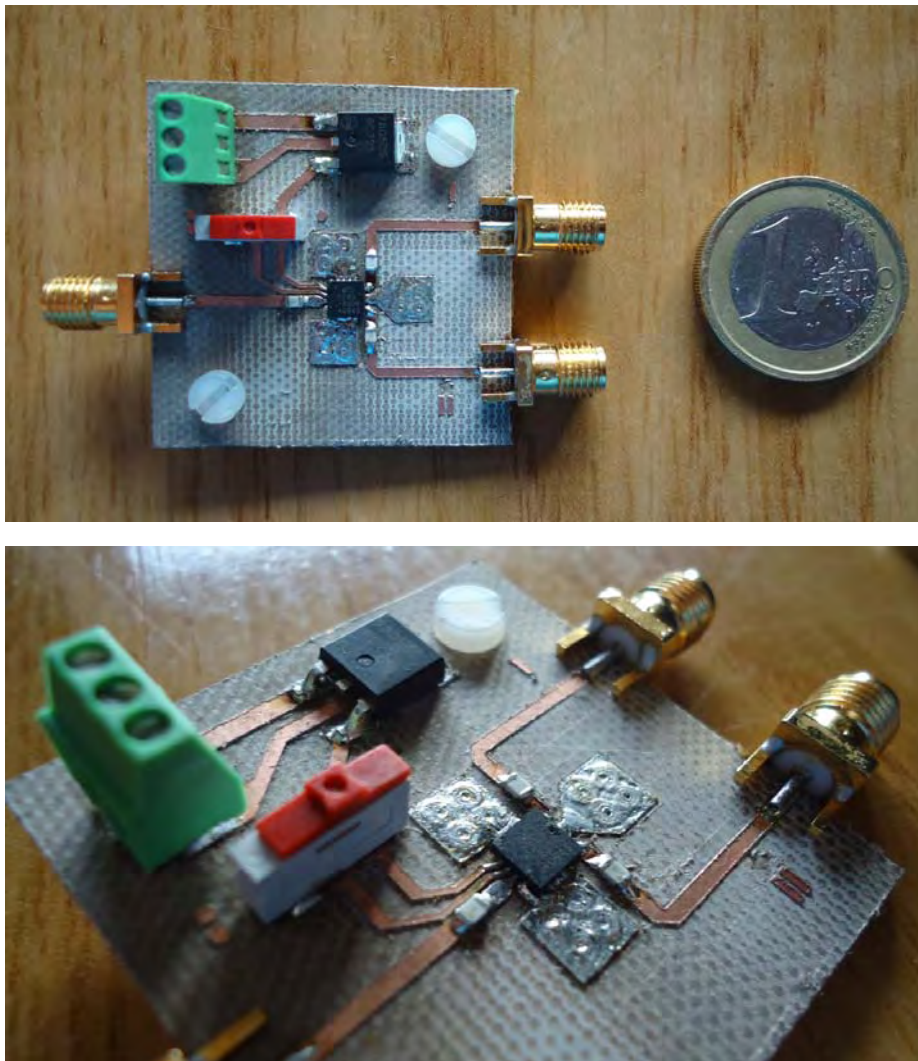
El inconveniente de este componente es la complejidad de montaje que presenta por la escasa separación entre pines adyacentes de tan solo 0.3mm, lo que implica realizar las soldaduras con mucha precisión.

Los colores que aparecen en este diseño tienen el mismo significado que el que se comentaban en el diseño anterior de la Fig. 4.8. En la Tabla 4.4 se especifican todos los componentes utilizados.

Componente	Descripción	Valor
C1	Condensador	47pF
C2	Condensador	47pF
C3	Condensador	47pF
J1	Clema de alimentación	-
S1	Conmutador	-
CI1	Switch SPDT	VSWA-63DR+
CI2	Regulador de tensión	MC7805

**Tabla 4.4** Listado de componentes de la placa de evaluación del Switch 1a2 VSWA.

El resultado final puede verse en la Figura 4.19.



**Fig. 4.19** Placa de evaluación del Switch VSWA2. Vista de planta (arriba) y en perspectiva (debajo).

#### 4.4.3 RESULTADOS Y MEDIDAS:

Al igual que la placa de evaluación del modelo anterior, esta es de dimensiones similares, de muy pequeño tamaño. La diferencia en el diseño permite más versatilidad en su utilización y fácil caracterización de datos durante el proceso de medida mediante el analizador de redes. Esto es debido a que únicamente se alimenta toda la placa con una toma de alimentación de una tensión superior a 5V mediante una fuente de alimentación y solo basta con accionar el conmutador de cambio de estado para observar el funcionamiento del Switch.

En cuanto a los resultados obtenidos, podemos ver sus principales características en las siguientes gráficas:

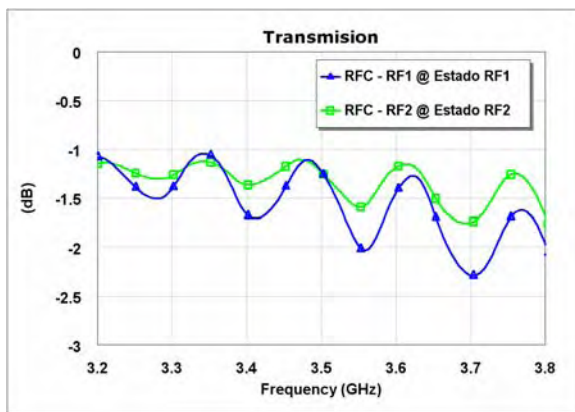


Fig. 4.20 Transmisiones del Switch VSWA2 en cada estado.

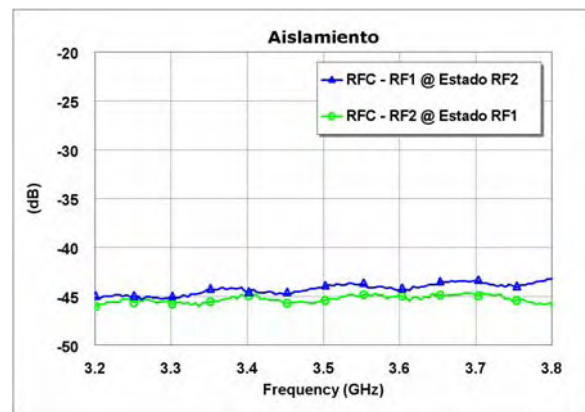


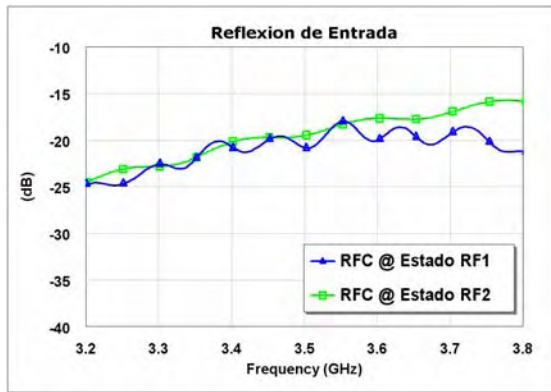
Fig. 4.21 Aislamiento del Switch VSWA2 entre puertos para cada estado.

En la primera gráfica (Fig. 4.20) podemos ver que las transmisiones son bastante buenas, en cualquiera de ambos estados no superan los 2dB en toda la banda de trabajo. En comparación con el primer modelo de Switch supone una mejora de 1dB.

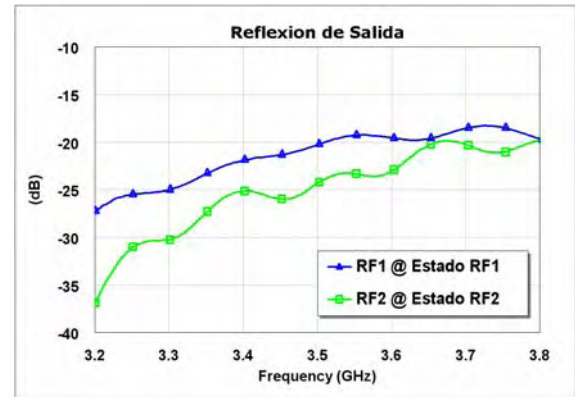
En el caso del aislamiento (Fig.4.21) la mejora es mucho más importante y se corresponde bastante con los datos del fabricante [C.2]. En ambos estados (línea azul para el estado 2 y línea verde para el 1) hay un aislamiento de 45dB con respecto a la salida activa, que es un valor muy bueno y valido para usar este modelo en el módulo TX/RX.

En reflexión tenemos los siguientes resultados:





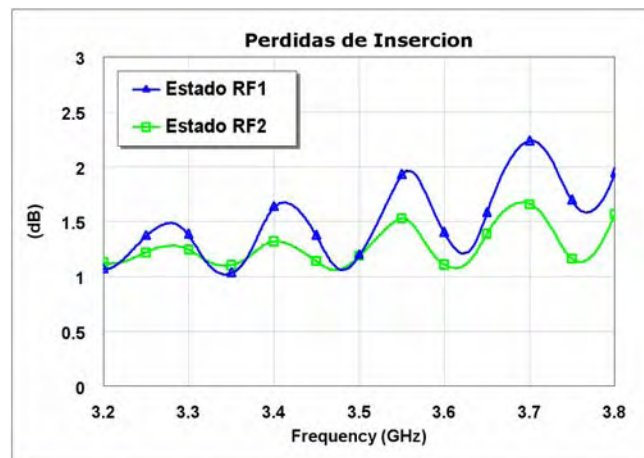
**Fig. 4.22** Reflexión del Switch VSWA2 en el puerto común (RFC).



**Fig. 4.23** Reflexión del Switch WSWA2 en los puertos de salida (RF1 y RF2).

De igual modo que las transmisiones y el aislamiento, las reflexiones en ambos puertos son bastante satisfactorias. El terminal común (Fig. 4.22) está en torno a 20dB en ambos estados por igual, empeorando ligeramente en el extremo superior de la banda pero sin bajar de 15dB. Los terminales conmutables (Fig. 4.23) mejoran un poco con respecto al común y están en torno a 20dB para el estado 1 y 25dB para el estado 2.

Por último en la Fig. 4.24 representamos las pérdidas por inserción del circuito según (2.31).



**Fig. 4.24** Pérdidas por inserción del Switch VSWA2 en los estados RF1 y RF2.

En conclusión podemos decir que estos resultados son bastante satisfactorios. Cumplen con los requisitos que se necesitaban, bajas pérdidas de inserción y un alto aislamiento entre estados, además de una buena reflexión en todos los puertos. Por ello utilizaremos este modelo de Switch en el módulo TX/RX de nuestra placa de RF para WiMAX que se conectará a cada sub-array 2x2 descrito en el apartado 3.

También utilizaremos este modelo de Switch SPDT para construir un Switch mayor de 4 estados que se describirá más adelante en el apartado 4.6.

## 4.5 PLACA DE EVALUACIÓN DEL DESFASADOR DIGITAL MAPS-008343-PKG003:

### 4.5.1. DESCRIPCIÓN Y FUNCIONAMIENTO:

En esta sección vamos a explicar el funcionamiento y características del desfaseador digital que producirá el desfase correspondiente entre los diferentes sub-arrays. Este desfaseador digital es de 4 bits con 16 estados posibles dividiendo los 360° de cobertura en incrementos de 22.5°, tiene entradas de control TTL en paralelo y trabaja en la banda S desde los 2.3 hasta los 3.8GHz.

La ventaja de este integrado de la marca Tyco Electronics es su fiabilidad y su uso extendido en tecnología de Comunicaciones vía Satélite, antenas direccionables electrónicamente y WiMAX como es nuestro caso. Por el contrario, cabe destacar su dificultad de adquisición, además del coste que es más elevado que el resto de componentes y su encapsulado PQFN de pequeño tamaño que dificulta bastante su montaje.

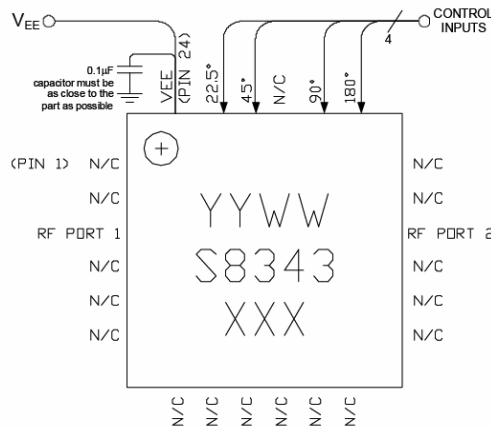
Este integrado funciona con una alimentación de -5V y se controla mediante cuatro tensiones de control que producen 16 estados posibles que se detallan en la tabla siguiente. El estado alto se realiza con una tensión positiva de 5V y el estado bajo con 0V.

22.5° (J1)	45° (J2)	90° (J3)	180° (J4)	Phase Shift
0	0	0	0	0°
1	0	0	0	-22.5°
0	1	0	0	-45°
1	1	0	0	-67.5°
0	0	1	0	-90°
1	0	1	0	-112.5°
0	1	1	0	-135°
1	1	1	0	-157.5°
0	0	0	1	-180°
1	0	0	1	-202.5°
0	1	0	1	-225°
1	1	0	1	-247.5°
0	0	1	1	-270°
1	0	1	1	-292.5°
0	1	1	1	-315°
1	1	1	1	-337.5°

**Tabla 4.5** Configuración de estados del desfaseador digital.

Que el desplazamiento de fase (phase shift) sea negativo indica que el desfasador digital retrasa la señal de entrada con respecto al estado de reposo (todas las entradas de control en estado bajo).

En la Figura 4.25 podemos ver la asignación de pines que tiene el encapsulado del desfasador.

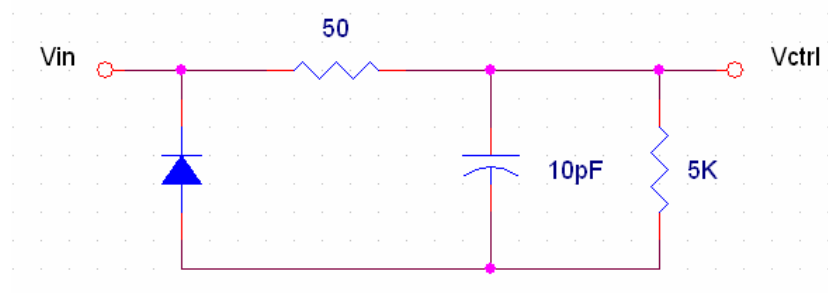


**Figura 4.25** Asignación de pines del desfasador (Phase Shifter).

En cuanto a las especificaciones que aporta el fabricante en el datasheet [C.3] presenta una ROE de 1.5:1 en los puertos de RF1 (in) y RF2 (out) en todos los estados, unas pérdidas de inserción algo significativas (4.5dB aproximadamente) y errores de fase menores de  $\pm 5^\circ$ .

#### 4.5.2. DISEÑO DE LA PLACA DE EVALUACIÓN Y CONSTRUCCIÓN:

En este caso, necesitamos dos fuentes de alimentación diferentes, +5V y -5V, para ello utilizamos dos reguladores diferentes, el modelo MC7805 para la alimentación positiva de las entradas de control y el MC79M05 para la alimentación del desfasador negativa. Optamos por añadir un circuito de protección en las entradas de control como el de la siguiente figura.



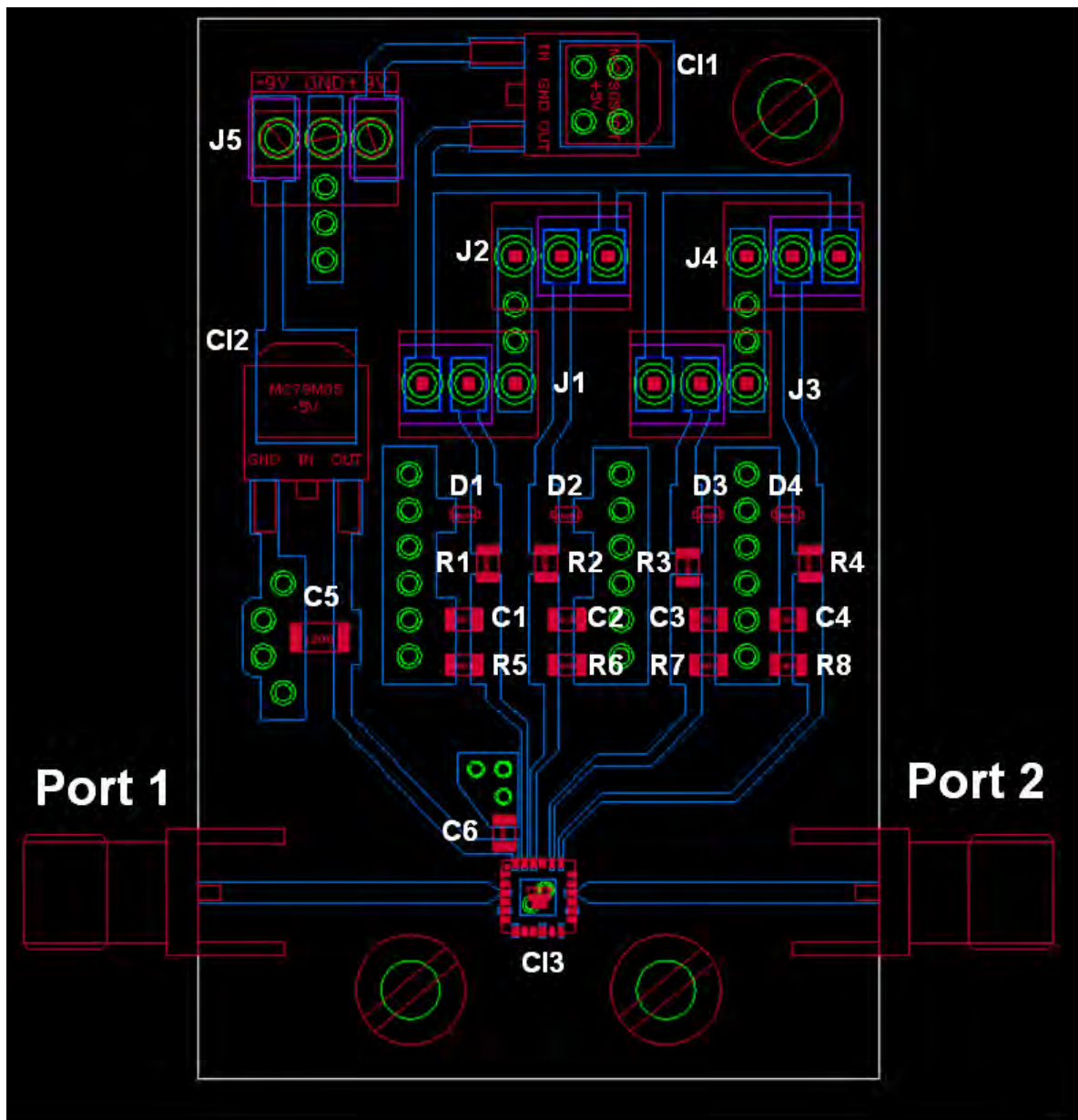
**Fig. 4.26** Esquema del circuito de protección de los puertos de control del desfasador.



De esta forma evitamos dañar el integrado al introducir una corriente negativa en sus entradas de control mediante el diodo y con el filtro RC (paso bajo) se evita el paso de frecuencias espurias. Los componentes pasivos como resistencias y condensadores son del mismo tipo que en diseños anteriores, encapsulado 0805 SMD (2mmx1.2mm) y un 1206 (3.2mmx1.6mm), ambos muy utilizados para este tipo de circuitos.

Para conmutar entre los estados Alto y Bajo de las entradas de control utilizamos a modo de prueba, Jumpers de 3 contactos donde el pin central es el común en ambos estados y los exteriores seleccionan entre 0V o +5V.

El resultado final se ilustra en la Figura 4.26 y el listado de los componentes utilizados en la Tabla 4.6.



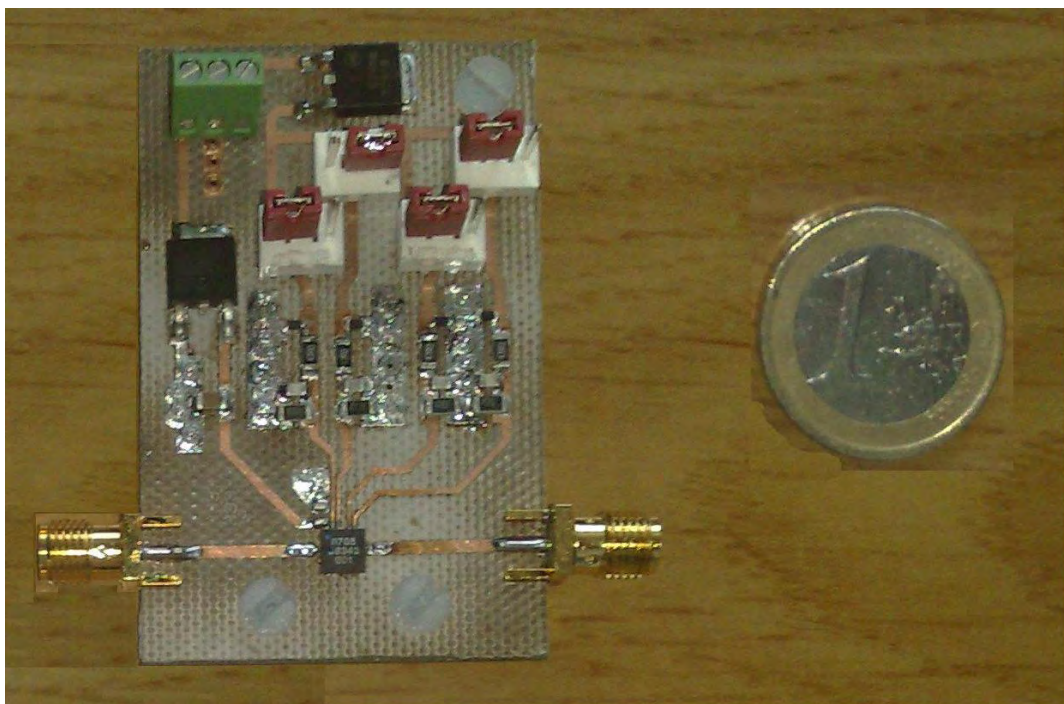
**Figura 4.27** Diseño de la placa de evaluación del desfasador digital MAPS-008343-PKG003.

Componente	Descripción	Valor
J1, J2, J3, J4	Jumpers de control	-
J5	Conector de alimentación	-
D1, D2, D3, D4	Diodos	-
C1, C2, C3, C4	Condensadores	10pF
C5	Condensador	0.1uF
C6	Condensador	100pF
R1, R2, R3, R4	Resistencias	50Ω
R5, R6, R7, R8	Resistencias	5KΩ
CI1	Regulador de tensión	MC7805
CI2	Regulador de tensión	MC79M05
CI3	Desfasador digital	MAPS-008343-PKG003

**Tabla 4.6** Listado de componentes de la placa de evaluación del desfasador digital.

Como puede verse en el diseño, no se utilizan todos los pines del encapsulado del desfasador en la placa para no complicar más el montaje, pues la separación entre pines es muy pequeña (0.2mm), dejando únicamente los pines útiles y alguno mas del borde inferior para dar mas sujeción al chip en la placa de circuito impreso. Al igual que el encapsulado del Switch VSWA descrito en el apartado anterior, el desfasador también tiene la parte inferior del encapsulado conectado a masa mediante taladros metalizados de 0.4mm.

Finalmente el resultado es el siguiente:



**Figura 4.28** Placa de evaluación del desfasador digital.

Adicionalmente se ha construido otra placa de evaluación similar, a la que se le ha añadido una pista de calibración para poder evaluar el desfase interno que introduce el desfasador digital para el estado  $0^\circ$ . Esto es debido a que la señal de RF recorre un camino por pequeño que sea al atravesar la circuitería interna del integrado, que se sumara a todos los estados de desfase, incluido el de  $0^\circ$  (no desfasa nada). Para hacer la pista de calibración únicamente basta con unir ambas pistas de entrada y salida de RF conectadas al desfasador y ver la diferencia de caminos que hay entre los parámetros de transmisión medidos pasando por el desfasador y por la pista de calibración. El diseño puede verse en la siguiente figura.

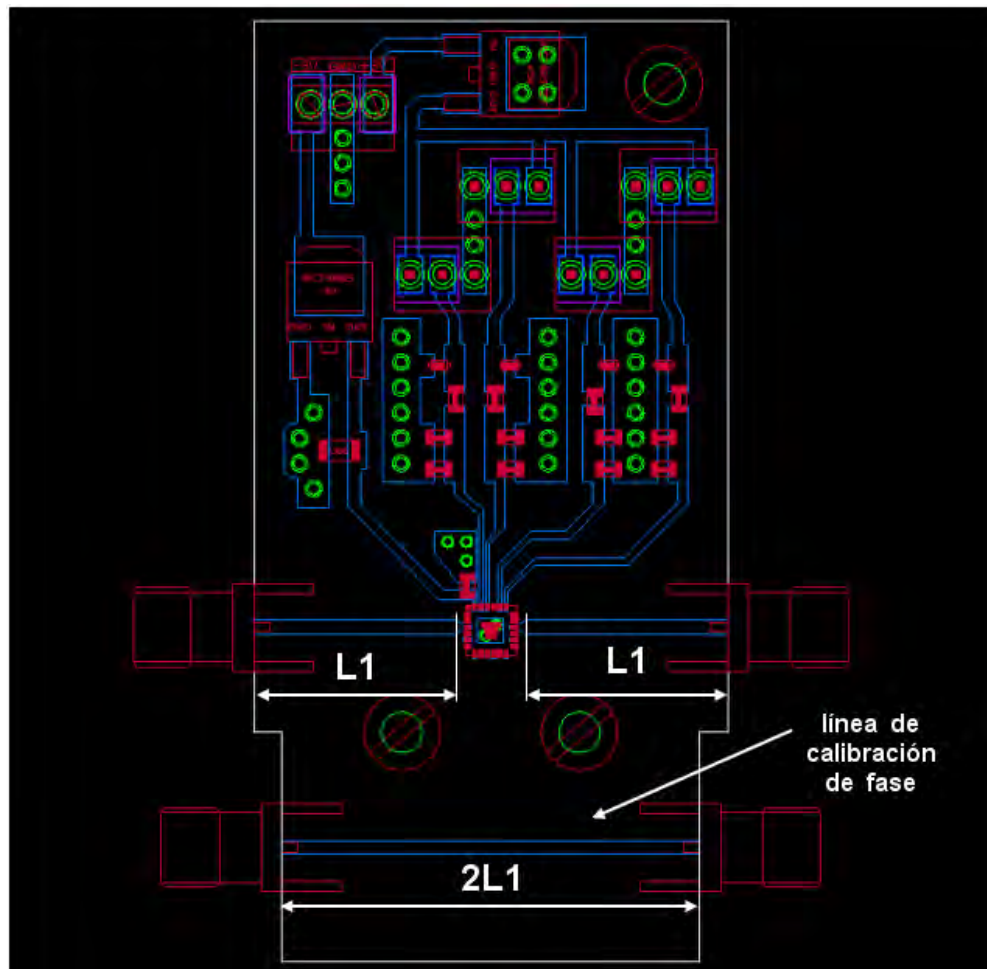
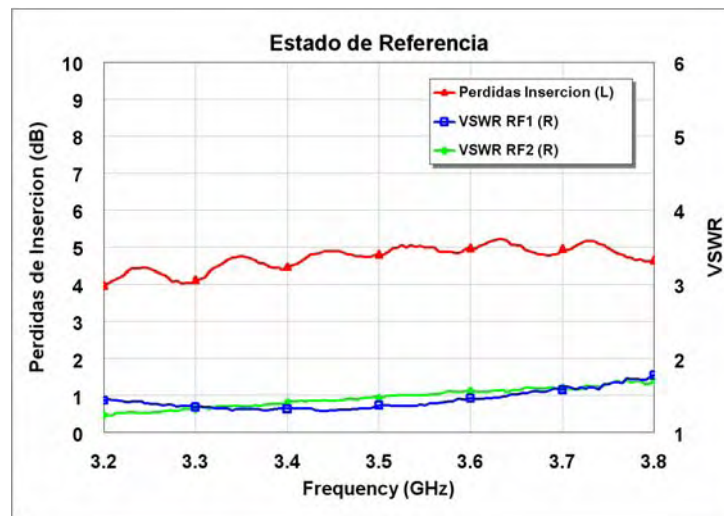


Fig. 4.29 Diseño de la placa de evaluación del desfasador digital con la línea de calibración.

### 4.5.3. RESULTADOS Y MEDIDAS:

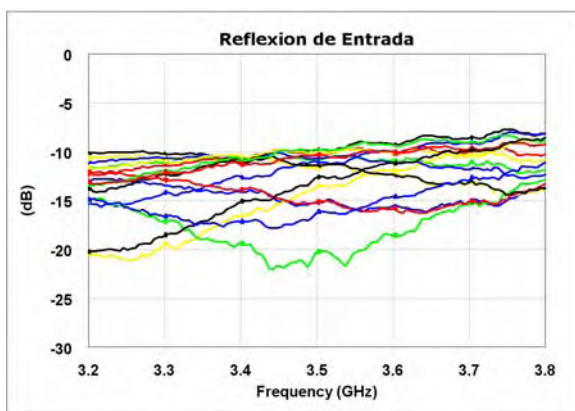
Después de varias versiones de placas de evaluación, se ha conseguido un diseño que funciona y permite una cómoda evaluación de las características principales, como adaptación de puertos, perdidas de inserción y error de fase en los diferentes estados.

Primeramente mostramos las perdidas de inserción y la adaptación de puertos para el estado de referencia del desfasador ( $0^\circ$ ) en la Fig. 4.30. Se puede ver como los valores son muy parecidos a los datos que aporta el fabricante, con perdidas de inserción no superiores a los 5dB y una ROE inferior a 1.5 en casi toda la banda de trabajo.

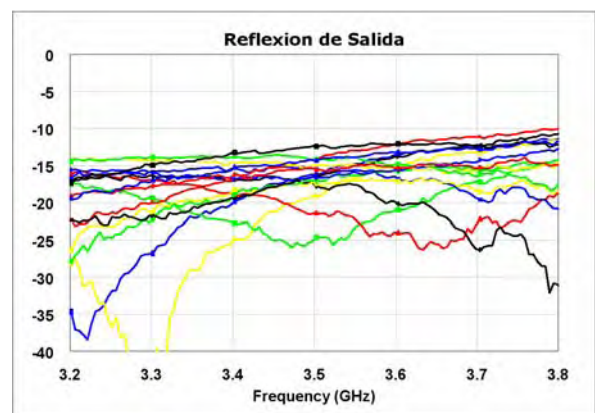


**Fig. 4.30** Pérdidas de inserción y VSWR de los puertos RF1 y RF2 en el estado de referencia.

Ahora vamos a mostrar la adaptación de los puertos del desfasador en forma logarítmica (dB) en los diferentes estados posibles de fase del desfasador.



**Fig. 4.31** Reflexión de entrada (RF1) en los diferentes estados de fase del desfasador.

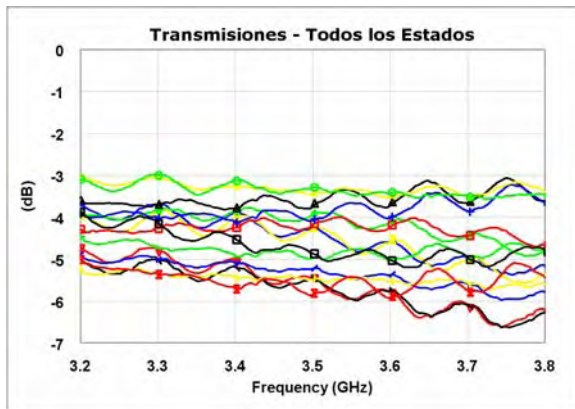


**Fig. 4.32** Reflexión de salida (RF2) en los diferentes estados de fase del desfasador.

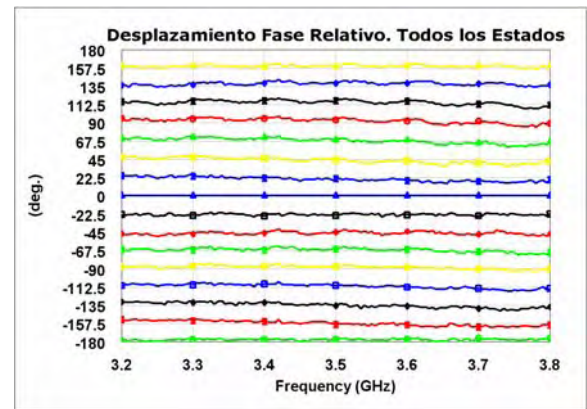


Puede verse que en el puerto de salida (Fig. 4.32) los resultados son más favorables respecto al puerto de entrada (Fig. 4.31) debido a que la mayor parte de los estados bajan de -15dB de adaptación frente a los -10dB del puerto de entrada. Como era de esperar hay variabilidad de adaptación entre los diferentes estados de fase en ambos puertos.

También hemos obtenido las diferentes transmisiones  $\left( |S_{2,1}|_{dB} \right)$  en los diferentes estados de fase (Fig. 4.33) y los desplazamientos de fase relativos frente al estado de referencia (Fig. 4.34).



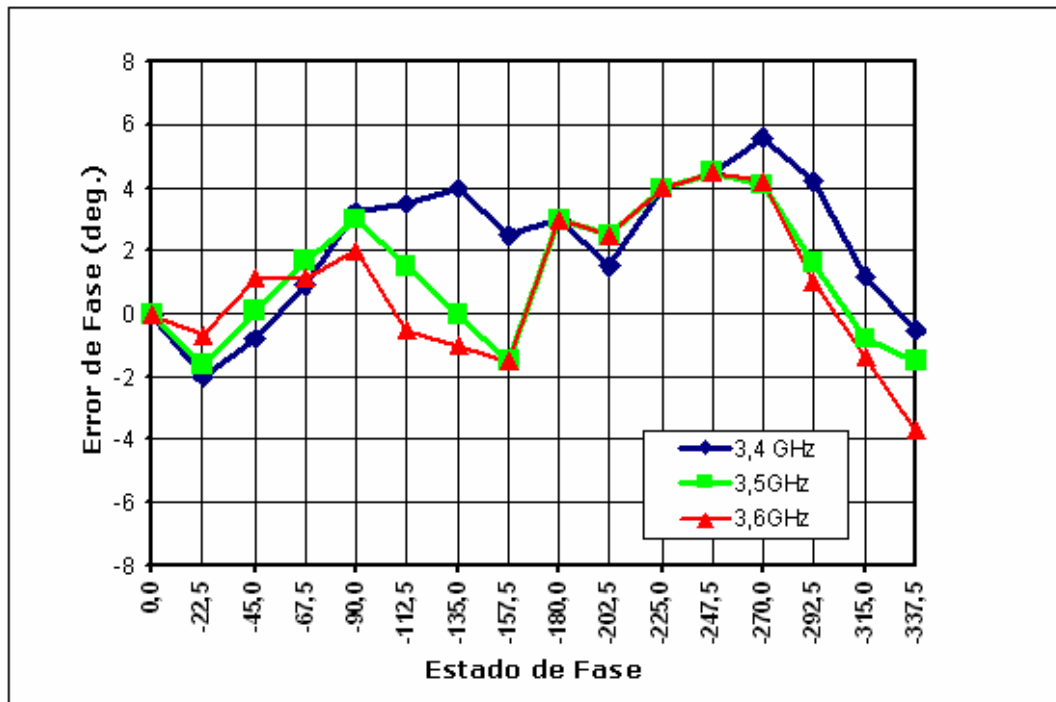
**Fig. 4.33** Transmisiones RF1-RF2 para los diferentes estados del desfasador.



**Fig. 4.34** Desplazamientos de fase relativos para los diferentes estados del desfasador.

En la grafica de la Fig. 4.33 puede verse que también ocurre una cierta variabilidad en los valores de las transmisiones dependiendo del estado de fase seleccionado en el desfasador. Esto es importante de cara a la alimentación de la antena global de 64 elementos descrita en [10] pues hay variaciones de hasta 3dB. A pesar de esto el valor medio de los estados esta en los 4.5dB de perdidas  $\pm 1$ dB que era lo que se especificaba en las características [C.3] y lo que también tenía el estado de referencia (Fig. 4.30).

Los desplazamientos de fase relativos al estado de referencia (Fig. 4.34) son muy buenos, se puede ver en la gráfica como el desfase correspondiente en cada estado es muy constante toda la banda de trabajo con un error muy pequeño, inferior a  $\pm 6^\circ$ . No obstante en la siguiente figura puede verse el error de fase en cada estado para un cierto número de frecuencias en la banda de trabajo.



**Fig. 4.35** Error de fase típico en los diferentes estados del desfasador para ciertas frecuencias.

## 4.6 PLACA DE EVALUACIÓN DEL SWITCH 1 A 4 MEDIANTE SWITCH SPDT VSWA2:

### 4.6.1. DESCRIPCIÓN Y FUNCIONAMIENTO:

La ultima transición antes de llegar a la matriz de Butler es este modulo. Es un Switch que conmutara entre cuatro salidas posibles que se conectarán a la matriz de Butler según la Fig. 3.4. Inicialmente se buscaba un único Switch 1 a 4 para simplificar el diseño pero no se ha encontrado ninguno de las características que nos interesaran así que el procedimiento ha sido construir un Switch 1 a 4 mediante Switch SPDT como los que se evaluaron anteriormente en el apartado 4.4. Se ha elegido el modelo VSWA2 pues vimos que presentaba unos resultados muy satisfactorios.

El esquema simplificado de diseño se presenta en la Figura 4.36.

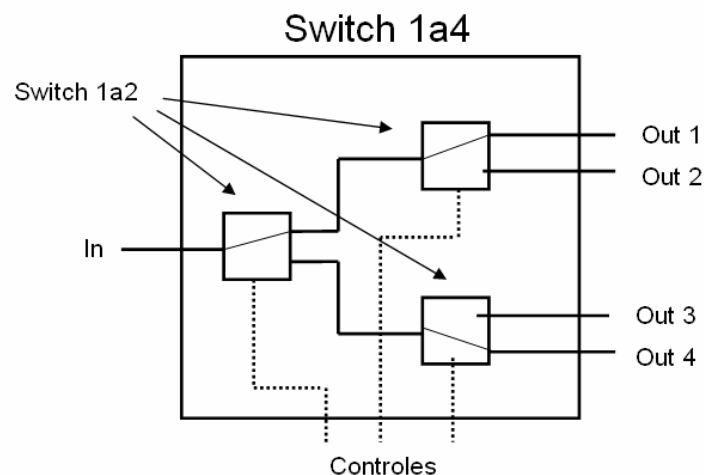


Fig. 4.36 Esquema de diseño del Switch 1a4 a partir de Switches 1a2.

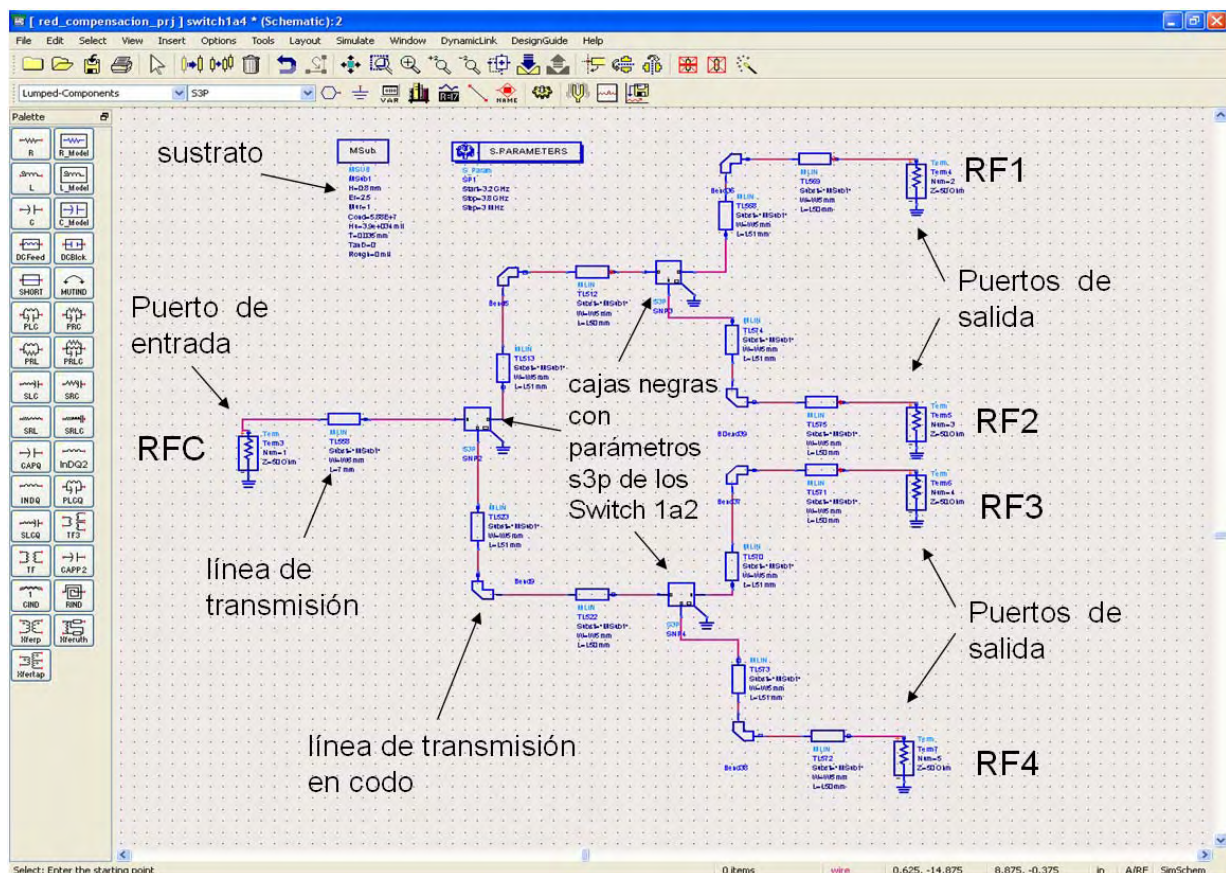
### 4.6.2. SIMULACIÓN DEL DISEÑO TEÓRICO:

Primeramente antes de hacer el diseño de la placa de evaluación, realizamos una simulación de cómo funcionaria nuestro Switch 1a4 a partir de los Switch SPDT VSWA2. Para ello utilizamos un programa de simulación de líneas de transmisión llamado **Advance Design Sistem (ADS)**.

El procedimiento consistirá en utilizar las medidas realizadas del Switch VSWA2 a través de sus caracterización completa en un fichero \*.s3p y utilizarlas a modo de caja negra en el diseño del esquema en el programa. Finalmente los conectaremos con líneas de transmisión microstrip como en la fabricación para poder realizar una simulación electromagnética del circuito.

Para ello en el diseño esquemático se especifican las características del sustrato utilizado ( $\epsilon_r$ ,  $H$ ,  $\delta$ ,...), el rango de frecuencias de la simulación, la longitud aproximada de las pistas de RF de la placa de evaluación que interconectan los switches con sus respectivos codos, así como su anchura de pistas que especifica la impedancia de  $50\Omega$  de la línea de transmisión en el sustrato elegido (1.09mm). En función de que salida queramos simular, deberemos incluir el fichero \*.s3p del switch VSWA2 del estado de conmutación correspondiente.

Finalmente el esquemático obtenido es el siguiente:

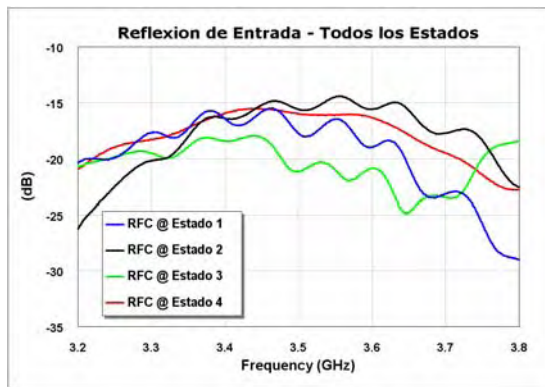


**Fig. 4.37** Captura de pantalla del esquema del Switch 1a4 diseñado con ADS.

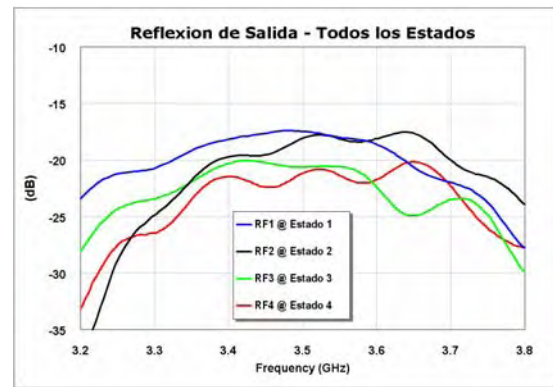
y los resultados obtenidos de la simulación los mostramos a continuación en las gráficas de las figuras 4.38, 4.39, 4.40 y 4.41.

Para poder tener los resultados de los cuatro estados de conmutación diferentes a la vez y visualizarlos en una gráfica, tenemos que hacer cuatro esquemáticos diferentes, cada uno con la configuración de los switch SPDT ideales en el estado de conmutación correspondiente.

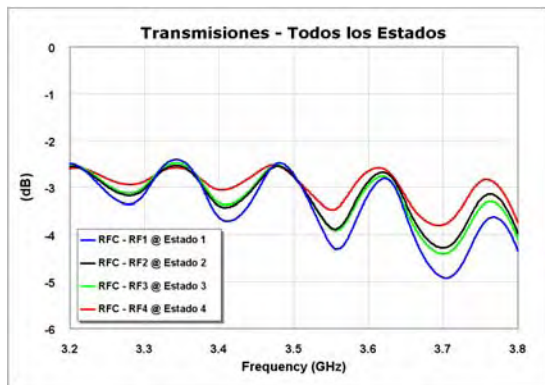




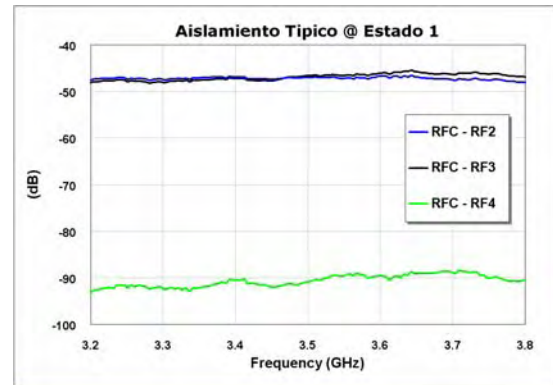
**Fig. 4.38** Simulación de la reflexión de entrada (RFC) en los 4 estados del Switch 1a4.



**Fig. 4.39** Simulación de la reflexión en los puertos de salida del Switch 1a4.



**Fig. 4.40** Simulación de las transmisiones en los diferentes estados de conmutación del Switch 1a4.



**Fig. 4.41** Simulación del aislamiento típico en los diferentes puertos del Switch 1a4 para el estado 1.

Comparando estos resultados con los obtenidos en las mediciones de la placa de evaluación del Switch 1a2 (apartado 4.4), vemos como los resultados de reflexión se parecen bastante y siguen siendo bastante buenos, las pérdidas de inserción aumentan por la conexión en cascada de dos switches y el aislamiento es el mismo, excepto en un puerto que aumenta al doble debido a que se produce un aislamiento en cada switch que atraviesa la señal de RF. Estos resultados nos confirman que podemos realizar el diseño del Switch 1a4 mediante los Switch SPDT VSWA2.

#### 4.6.3. DISEÑO DE LA PLACA DE EVALUACIÓN Y CONSTRUCCIÓN:

Para el diseño de esta placa de evaluación partimos del diseño del Switch 1a2 explicado en el apartado 4.4. De manera análoga utilizamos un regulador MC7805 que fijara una tensión de alimentación de 5V a los tres switches que forman esta placa de evaluación. En este caso serán necesarios tres conmutadores de estado, uno por Switch. La configuración de los estados de salida en función de las posiciones de los conmutadores puede verse en la Tabla 4.7.

S1	S2	S3	Salida
Bajo	X	Bajo	RF1
Bajo	X	Alto	RF2
Alto	Bajo	X	RF3
Alto	Alto	X	RF4

**Tabla 4.7** Configuración de estados de la placa de evaluación del Switch 1a4.

Como consecuencia del aumento de pistas y componentes respecto a las placas realizadas anteriormente en una única cara (la superior), en este diseño utilizaremos también la cara inferior para incluir pistas de control junto con el plano de masa (Fig. 4.3.c). Para ello habrá que hacer un vaciado de cobre alrededor de las pistas de la cara inferior para que no cortocircuite con la masa.

El resultado final del diseño se ilustra en la Figura 4.42 donde pueden verse las pistas de la cara superior en azul claro y las pistas de la cara inferior en azul oscuro junto con el vaciado de pistas en morado. En la tabla 4.8 se detallan los componentes utilizados.

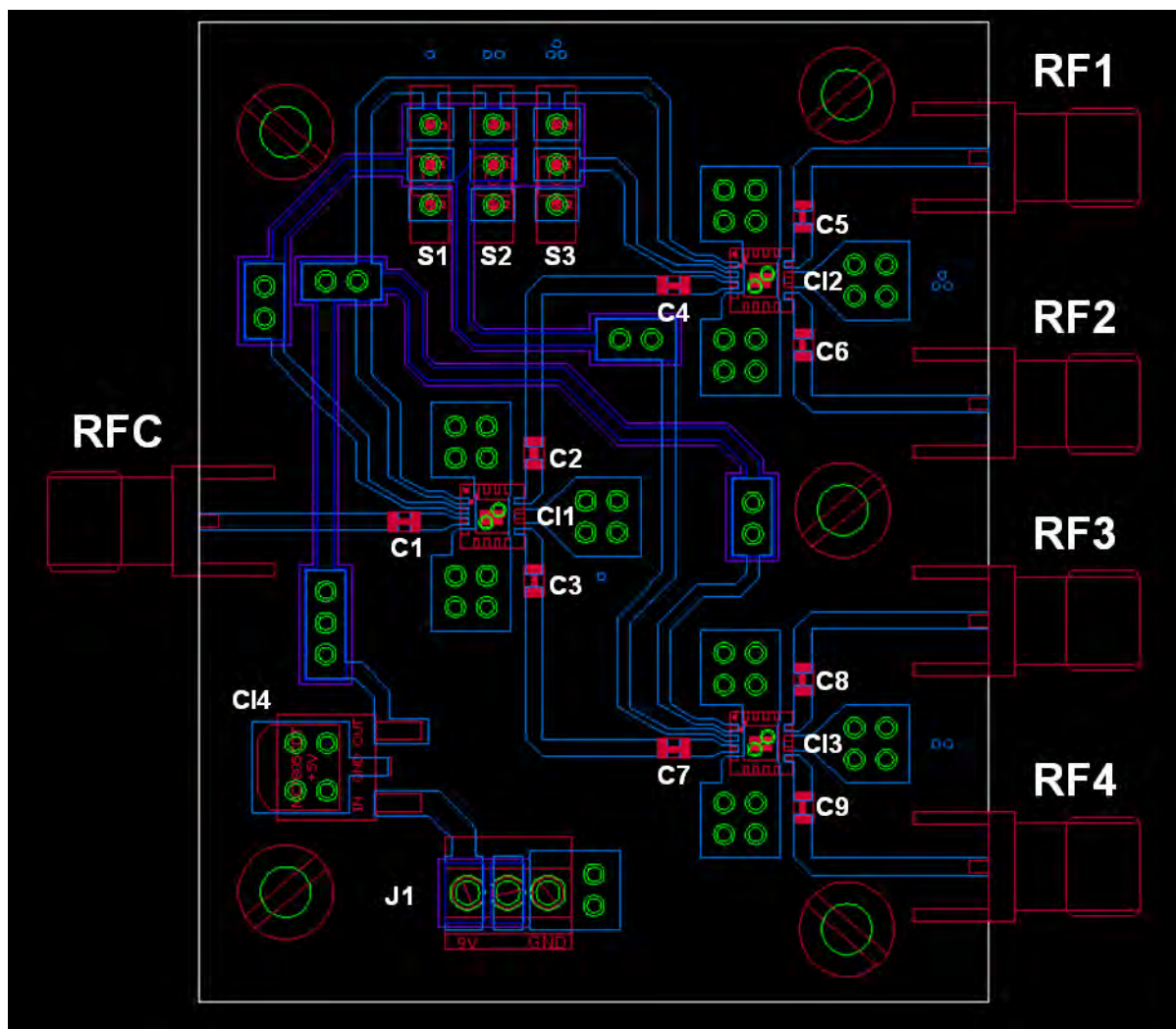


Fig. 4.42 Diseño de la placa de Evaluación del Switch 1a4.

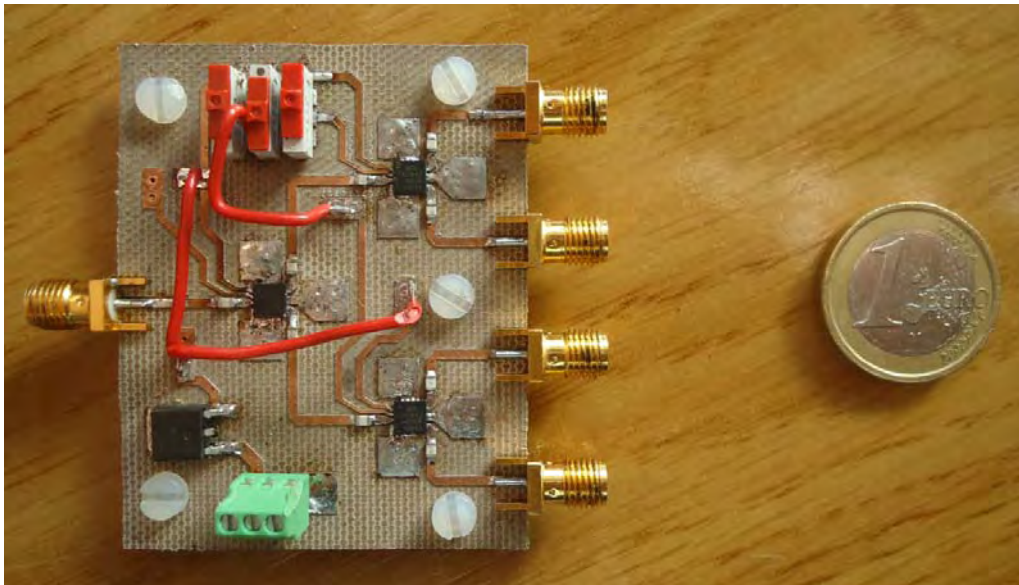
Componente	Descripción	Valor
J1	Clema de alimentación	-
C1, C2, ..., C9	Condensadores	47pF
S1, S2, S3	Conmutadores	-
CI1, CI2, CI3	Switches SPDT	VSWA-63DR+
CI4	Regulador de tensión	MC7805

Tabla 4.8 Listado de componentes de la placa de evaluación del Switch 1a4.

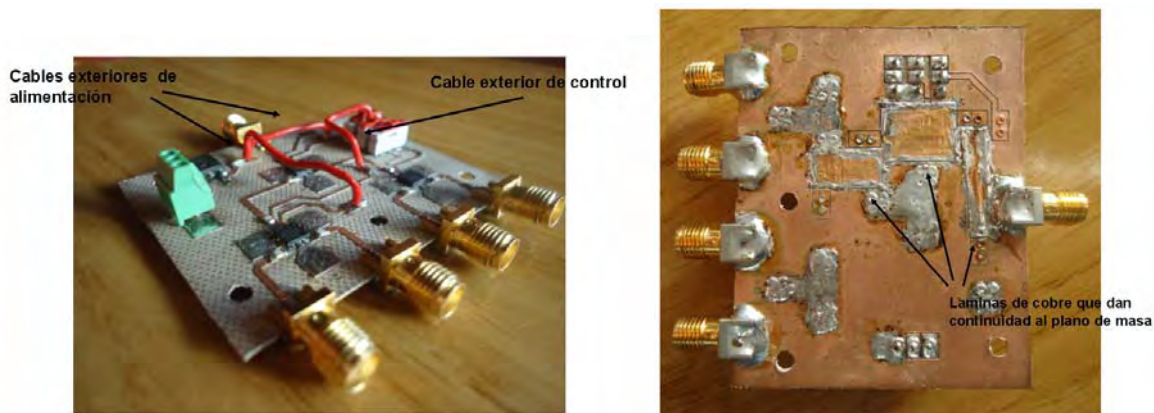
Después de fabricar la placa de evaluación, montarla y medirla observamos que a pesar de que los Switches funcionaban perfectamente y conmutaban, la reflexión en el puerto de entrada era muy mala y las pérdidas de inserción muy grandes. Después de realizar varias medidas para comprobar si había un fallo de medición y revisar el montaje se intuyó que podía ser debido a un fallo de diseño en el enrutamiento de las pistas, ya que atravesar una pista de RF por la cara inferior con una pista de alimentación podía provocar

interferencias en la señal de entrada. En efecto, la cara inferior de la pista de RF donde se cruzaba con la pista de alimentación, no tenía plano de masa, necesario en el montaje microstrip que estamos utilizando.

Para subsanar el error de diseño cometido y no tener que fabricar una nueva placa de evaluación incrementando el coste de componentes, se opta por rectificar la placa fabricada. Para esto se decide llevar la alimentación de los switches I y II y la tensión de control del switch III mediante tres cables extra que van por el exterior del circuito. Posteriormente se arregla la cara inferior de la placa con cinta de cobre para dar continuidad de plano de masa a las pista de RF de la cara superior que no tenían. El resultado final puede verse en las siguientes fotografías de la Fig. 4.33 y Fig. 4.44.



**Fig. 4.43** Placa de evaluación del Switch 1a4 corregida.



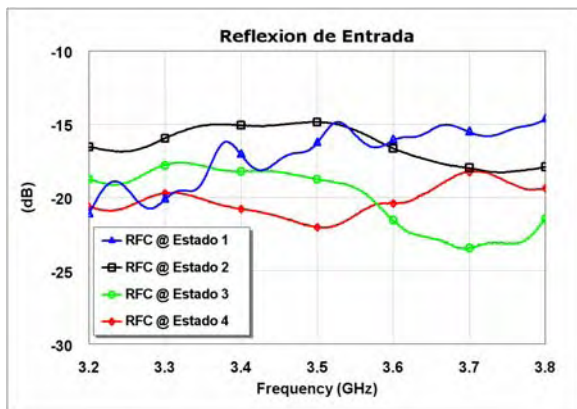
**Fig. 4.44** Correcciones en la cara superior (izquierda) y en la cara inferior (derecha) de la placa de evaluación del Switch 1a4.



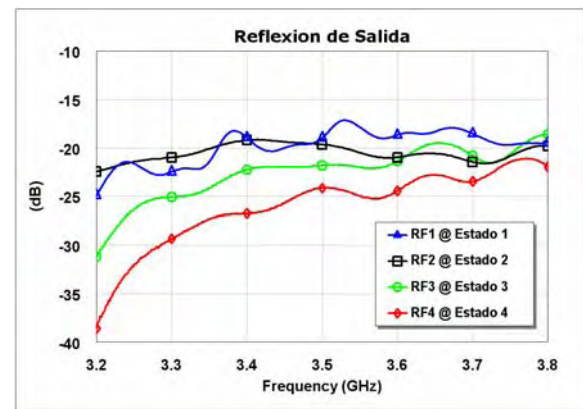
#### 4.6.4. RESULTADOS Y MEDIDAS:

La placa de evacuación resultante es de mayor tamaño que las demás, como puede verse en la Fig. 4.43 mediante la moneda utilizada como escala de todos los prototipos. El montaje que presenta es de diversa complejidad por el pequeño tamaño de los pines de los integrados. No obstante su medición ha sido realizada fácilmente gracias a su sistema de selección de estados por conmutadores.

Finalmente después de modificar el enrutamiento de las pistas de alimentación y control de los Switches, con los cables exteriores y las tiras de cobre se consigue una placa de evacuación del Switch 1a4 que funciona satisfactoriamente según muestran los resultados siguientes.



**Fig. 4.45** Reflexión de entrada (RFC) en los estados de la placa de evaluación del Switch 1a4.

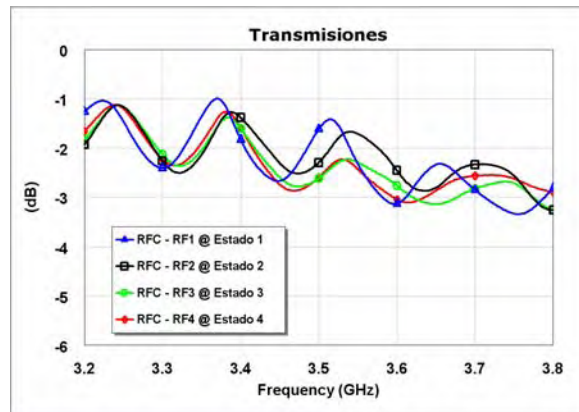


**Fig. 4.46** Reflexión de salida (RF1, RF2, RF3, RF4) en los estados de la placa de evaluación del Switch 1a4.

En reflexión los resultados obtenidos son ahora bastante buenos, los resultados son muy parecidos a las simulaciones realizadas (Fig. 4.38 y 4.39) que garantizaban un pérdidas coeficiente de reflexión por debajo de -15dB en todos los estados tanto en el puerto de entrada como en los de salida. Esto confirma el fallo de diseño en el enrutamiento de la pista de alimentación que pasaba justo debajo del puerto de entrada por la cara inferior.

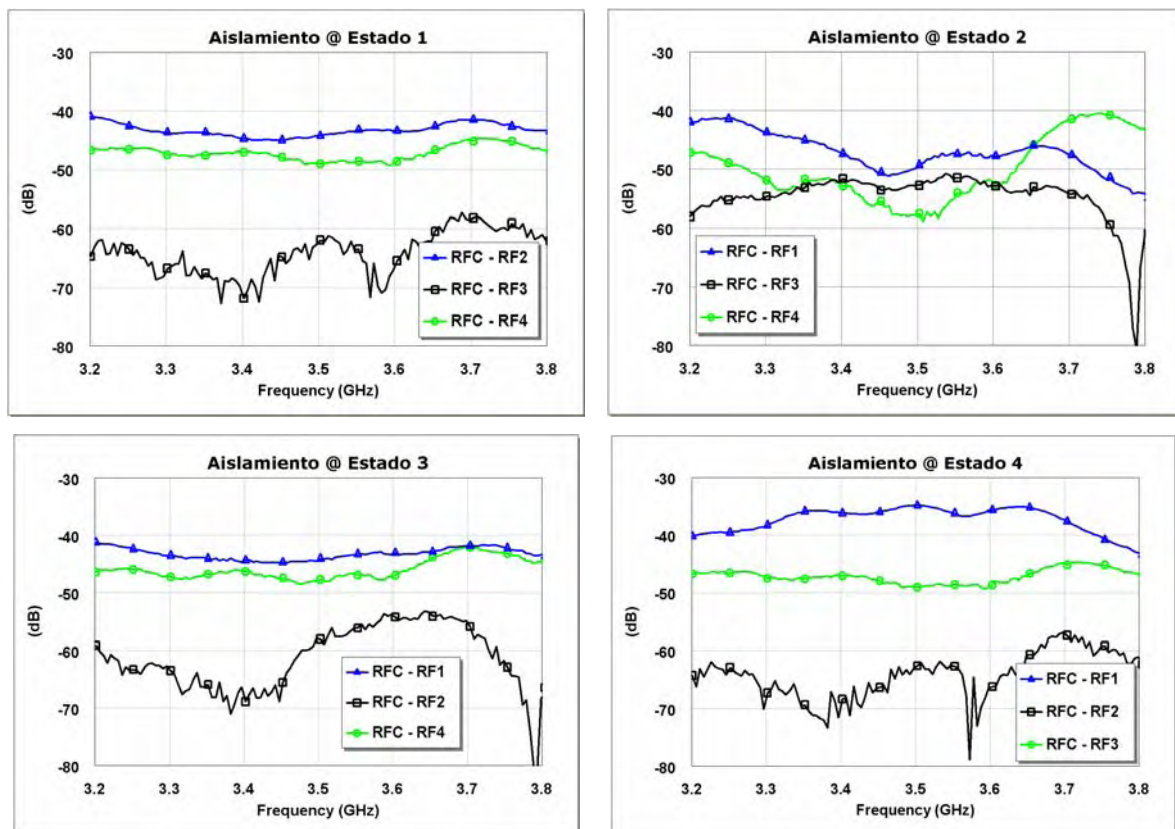
En cuanto al coeficiente de transmisión, ver Fig. 4.47, los resultados también han mejorado después de corregir la placa de evaluación, consiguiendo unas perdidas de transmisión alrededor de los -2dB, incluso mejorando los resultados de la simulación que rondaban los -3dB (Fig. 4.40).

Este fallo de diseño de enrutamiento en el módulo del Switch 1a4 se corregirá en la red de alimentación (Fig. 3.4) que se fabricara posteriormente con la unión de cada uno de los diferentes módulos estudiados.



**Fig. 4.47** Transmisiones en los estados de la placa de evaluación del Switch 1a4.

Por ultimo podemos comparar el aislamiento entre los puertos de salida en función del estado del Switch seleccionado.



**Fig. 4.48** Aislamiento en los diferentes puertos de salida del Switch 1a4 para los distintos estados de conmutación.

Como puede verse el aislamiento depende de la proximidad que haya entre puertos, dando principalmente dos valores diferentes de aislamiento como se podía ver en la simulación de la Fig. 4.35. Dependiendo del estado, esto se aprecia en más o menor medida, aunque el resultado final es muy bueno ya que se obtienen aislamientos mínimos de casi -40dB en el peor de los casos y alrededor de -50dB en la mayoría.

# 5

## DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA MATRIZ DE BUTLER 4X4

### 5.1 INTRODUCCIÓN:

Desde que comenzaron las comunicaciones celulares, el desarrollo tecnológico se ha dado en lo referente a los métodos de acceso y a la utilización del mismo. Sin embargo dicho desarrollo se ha producido en menor grado sobre las antenas de los enlaces.

En los últimos años, el rápido crecimiento del número de usuarios de los sistemas de comunicaciones móviles, y con la popularidad de las redes de comunicación inalámbricas, se ha impulsado la demanda de altas tasas de datos para aplicaciones diversas provocando una necesidad mayor de aumentar su capacidad. Por esto, necesitamos una tecnología capaz de mejorar la recepción de la señal deseada.

De esta manera, se está evolucionando mucho hacia el uso de antenas inteligentes en estos tipos de sistemas de comunicaciones móviles. Las ventajas de estas antenas inteligentes residen en el incremento de la capacidad del canal por medio de la reducción de señales interferentes de otros usuarios.

Una antena inteligente no es más que una antena donde el patrón de radiación es dinámico. Esto se consigue a través de la combinación de patrones elementales de baja ganancia. Estas combinaciones de patrones de radiación elementales permiten modificar los lóbulos de radiación de nuestro sistema de comunicaciones según nuestra conveniencia. Por ello se conforma el diagrama favoreciendo al usuario deseado frente a los interferentes. Para ello se utilizan características especiales de codificación de la señal del usuario deseado.

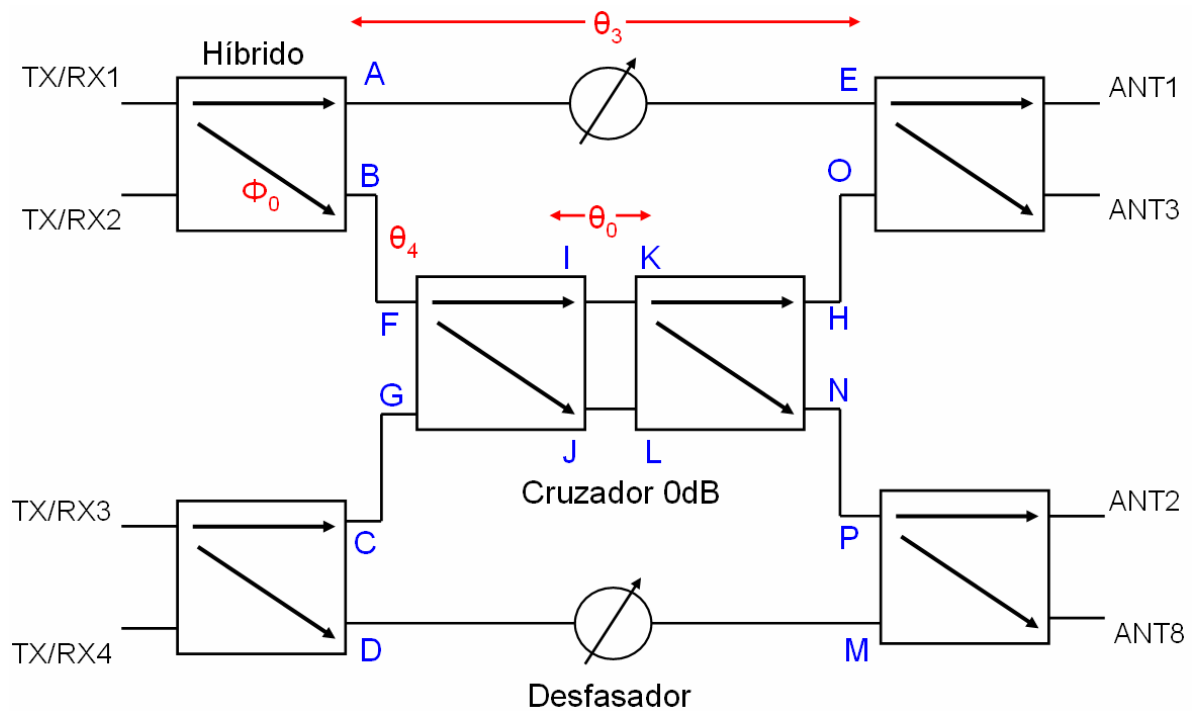
Las redes de conformación de haz es uno de los sistemas que utilizan las antenas inteligentes para variar el patrón de radiación. Hay diferentes tipos de redes de conformación de haz. Algunas de las más tradicionales son el de haces conformados fijos donde el array de antenas forman haces directivos fijos.

Estos sistemas están basados principalmente en las matrices de Butler. Básicamente producen un desfase de la señal que alimenta cada elemento del array de antenas para variar el patrón de radiación.

## 5.2 DESCRIPCIÓN Y FUNCIONAMIENTO:

Una matriz de Butler es una red sin pérdidas teóricamente, aunque en la realidad si tienen, de  $N \times N$  puertos formada por acopladores híbridos, cruzadores y desfases. Sus principales características son las pérdidas de inserción, las perdidas de retorno y el desfase entre salidas, todas ellas función de la frecuencia. Su ancho de banda y pérdidas dependerán del diseño y funcionamiento de estos elementos.

Una matriz de  $N \times N$  puertos se puede usar para alimentar un array de  $N$  antenas pudiendo formar  $N$  lóbulos contiguos. En la Fig. 5.1 se presenta un esquema de una matriz de Butler  $4 \times 4$  como la que se diseñara posteriormente y de la que se habla más en detalle en [5].

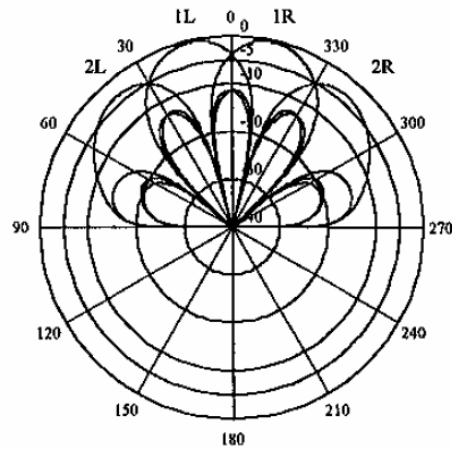


**Fig. 5.1** Esquema de una Matriz de Butler de  $4 \times 4$ .

Si tenemos en cuenta un modo de transmisión para la matriz de Butler, la señal entra por un puerto TX/RX a la matriz y se distribuye a los puertos del array de antenas. Según el tipo del array que queramos formar (lineal o plano), las señales de los cuatro puertos de antenas tendrán una diferencia de fase determinada y diferente para cada puerto de entrada



(TX/RX) utilizado. La forma del diagrama de radiación y la dirección de apuntamiento dependerá del puerto de entrada utilizado, de tal forma que podemos conmutar entre cuatro haces diferentes.



**Fig. 5.2** Esquema típico de cuatro haces de un array de antenas alimentadas con una matriz de Butler 4x4.

Como se muestra en la Fig. 5.1 una matriz de Butler esta formada básicamente por acopladores híbridos, cruzadores y desfasadores que producen los valores adecuados a las salidas para operar adecuadamente.

Los acopladores híbridos pueden ser de 90° o de otro desfase diferente según el diseño, aunque en nuestro caso hemos utilizados los Híbridos 90° que producen un desfase entre las salidas directa y acoplada de 90°. El funcionamiento y diseño se especifica posteriormente.

El cruzador no es más que la unión de dos Híbridos 90° conectados en cascada. Y por último, el desfasador será una línea de transmisión de ajuste que introducirá un desfase adicional para retrasar la señal una cantidad igual al retraso del cruzador ( $\phi_c$ ) más el desfase necesario ( $\Delta\phi$ ) para conseguir la configuración adecuada en los puertos de salida, es decir,  $\phi_d = \phi_c + \Delta\phi$  donde  $\phi_d$  es el desfase del desfasador.

A partir de la Fig. 5.1 analizaremos la diferencia de caminos entre salidas; para ello lo primero es establecer una notación para las fases en las líneas de transmisión.

Línea de transmisión	A-E	D-H	B-F	C-G	I-K	J-L	M-O	N-P
Fases	$\theta_3$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_4$	$\theta_0$	$\theta_0$	$\theta_4$	$\theta_4$

**Tabla 5.1** Notación de fases de las líneas de transmisión de una matriz de Butler 4x4.

Tendremos en cuenta que la diferencia de fase que proporciona el Híbrido 90° será de  $\phi_0 = -90^\circ$  entre las salidas directa y acoplada y el camino existente entre elementos será nulo, es decir,  $\theta_4 = 0^\circ$  para simplificar cálculos.

Si  $S_i$  es el valor de la señal que introduce el híbrido en la puerta directa para la entrada  $i$ , se puede demostrar que las fases en los puertos de salida para cada puerto de entrada vienen dadas como sigue:

Para el puerto TX/RX 1 con  $S_1$ :

$$\begin{aligned} \text{phase}(S_{51}) &= \text{phase}(S_1) - \theta_3 \\ \text{phase}(S_{61}) &= \text{phase}(S_1) + 2 \cdot \phi_0 - \theta_0 \\ \text{phase}(S_{71}) &= \text{phase}(S_{51}) - \phi_0 \\ \text{phase}(S_{81}) &= \text{phase}(S_{61}) - \phi_0 \end{aligned} \quad (5.1)$$

Para el puerto TX/RX 2 con  $S_2$ :

$$\begin{aligned} \text{phase}(S_{52}) &= \text{phase}(S_2) - \phi_0 - \theta_3 \\ \text{phase}(S_{62}) &= \text{phase}(S_2) - \theta_0 + \phi_0 \\ \text{phase}(S_{72}) &= \text{phase}(S_{52}) - \phi_0 \\ \text{phase}(S_{82}) &= \text{phase}(S_{62}) - \phi_0 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Para el puerto TX/RX 3 con  $S_3$ :

$$\begin{aligned} \text{phase}(S_{53}) &= \text{phase}(S_3) - \theta_0 + 2 \cdot \phi_0 \\ \text{phase}(S_{63}) &= \text{phase}(S_3) + 2 \cdot \phi_0 - \theta_3 \\ \text{phase}(S_{73}) &= \text{phase}(S_{53}) + \phi_0 \\ \text{phase}(S_{83}) &= \text{phase}(S_{63}) + \phi_0 \end{aligned} \quad (5.3)$$

Para el puerto TX/RX 4 con  $S_4$ :

$$\begin{aligned} \text{phase}(S_{54}) &= \text{phase}(S_4) + 3 \cdot \phi_0 - \theta_0 \\ \text{phase}(S_{64}) &= \text{phase}(S_4) - \theta_3 + \phi_0 \\ \text{phase}(S_{74}) &= \text{phase}(S_{54}) + \phi_0 \\ \text{phase}(S_{84}) &= \text{phase}(S_{64}) + \phi_0 \end{aligned} \quad (5.4)$$

Con estas ecuaciones (5.1), (5.2), (5.3) y (5.4) podemos obtener la configuración de fases en las salidas de nuestra matriz de Butler combinando adecuadamente los valores de  $\phi_0$ ,  $\theta_0$  y  $\theta_3$ .

## 5.3 PLACA DE EVALUACIÓN DEL ACOPLADOR HÍBRIDO:

### 5.3.1. DESCRIPCIÓN Y FUNCIONAMIENTO:

Como se mencionaba anteriormente, uno de los elementos críticos que forman las matrices de Butler son los llamados acopladores híbridos o también comúnmente conocidos como acopladores de 3dB. Existen dos tipos de acopladores híbridos, los simétricos (híbrido 90°) y los asimétricos (híbrido 180°). En nuestro caso, utilizaremos los Híbridos 90° que se pueden representar de la siguiente forma:

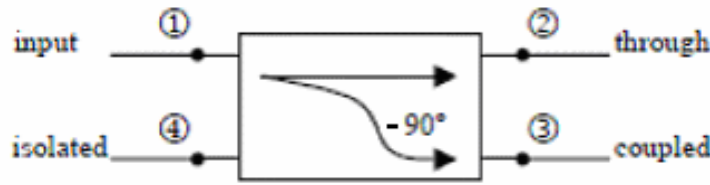


Fig. 5.3 Esquema de Acoplador Híbrido 90°.

Este dispositivo de cuatro puertos viene determinado por su matriz de parámetros de dispersión:

$$S_{[90^\circ]} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & -j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -j & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.5)$$

Interpretando la ecuación (5.5), entre los puertos *through* y *coupled* siempre hay un desfase de 90°, y un nivel de salida de -3dB respecto al puerto *input* (también llamado puerto suma). Teóricamente por el puerto *isolated* nunca sale nada de potencia y la reflexión en todos los puertos es nula.

El diseño de estos acopladores (en forma branch line) se puede realizar fácilmente con líneas transmisión microstrip interconectadas en forma de brazos o ramas. La longitud de estos brazos y su separación son todos de un cuarto de longitud de onda a la frecuencia central. Es por esto que el tamaño de estos, dependiendo de la frecuencia de trabajo (en nuestro caso 3.5GHz) y el número de secciones que lo formen, puede ser demasiado grande.

En la Fig. 5.4 se puede ver un ejemplo de cómo son.

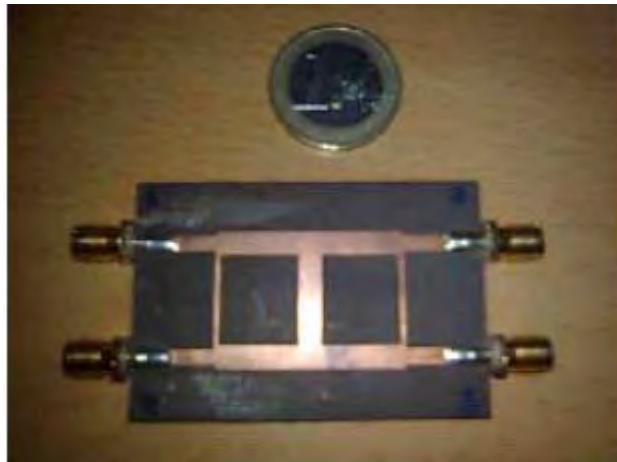


Fig. 5.4 Acoplador branch line de 3dB de doble sección a 3.5GHz fabricado en [5].

Por este motivo, se ha buscado un híbrido 90° en formato chip de bastante menor tamaño que en [5], pues sino la matriz de Butler que tenemos que diseñar tendría un tamaño mucho mayor en relación a las placas que hemos fabricado para los demás módulos. Finalmente elegimos un dispositivo de un encapsulado de pequeño tamaño (3.2x1.6mm) de la marca Mini-Circuits modelo **QCN-45D+**. Este acoplador híbrido (Fig. 5.5) presenta un gran ancho de banda (2500-4500MHz) y una buena estabilidad de fase entre sus puertos de salida.

Rango de frecuencias (MHz)	Aislamiento (dB)		Perdidas de Inserción (dB)		Desbalance de Amplitud (dB)		Desbalance de Fase (deg.)		VSWR (:1)
	Typ.	Min.	Typ.	Máx.	Typ.	Máx.	Typ.	Máx.	Typ.
3000-4000	18	15	0.5	0.8	1	2.1	1	3	1.2

Tabla 5.2 Especificaciones Eléctricas del Híbrido90° QCN-45D+.



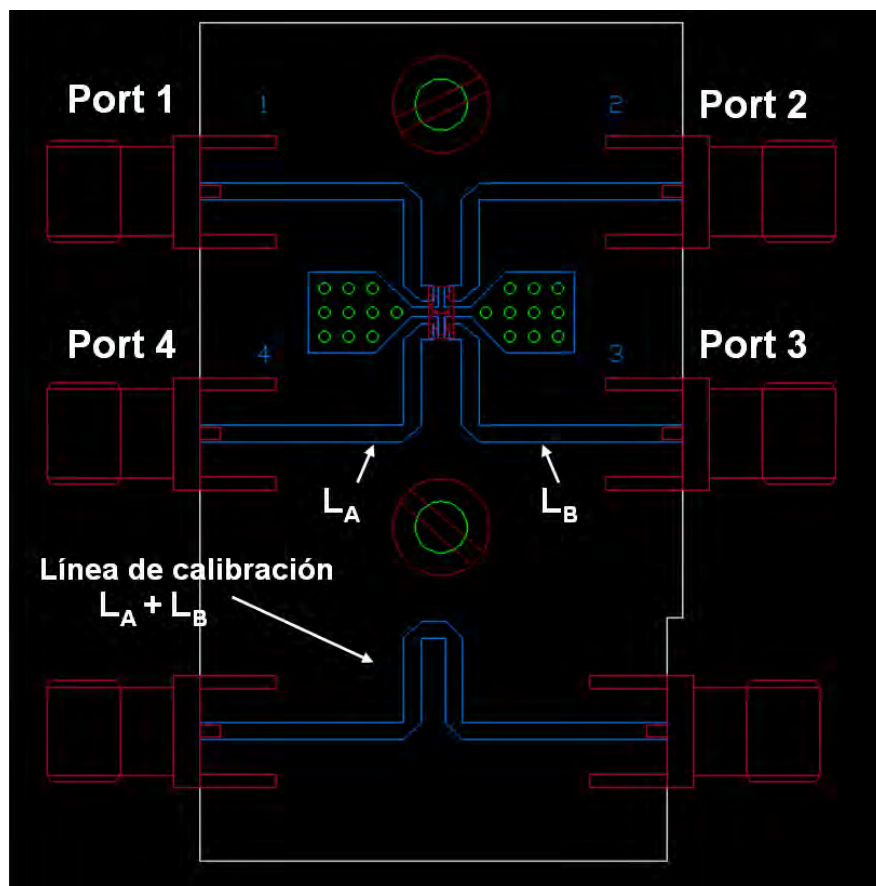
PIN CONNECTIONS	
SUM PORT	1
OUT 1 (0°)	6
OUT 2 (-90°)	4
GND	2, 5
50Ω TERM EXTERNAL	3

Fig. 5.5 Fotografía del Híbrido 90° modelo QCN-45D+ (izquierda) con la asignación de pines (derecha).

### 5.3.2. DISEÑO DE LA PLACA DE EVALUACIÓN Y CONSTRUCCIÓN:

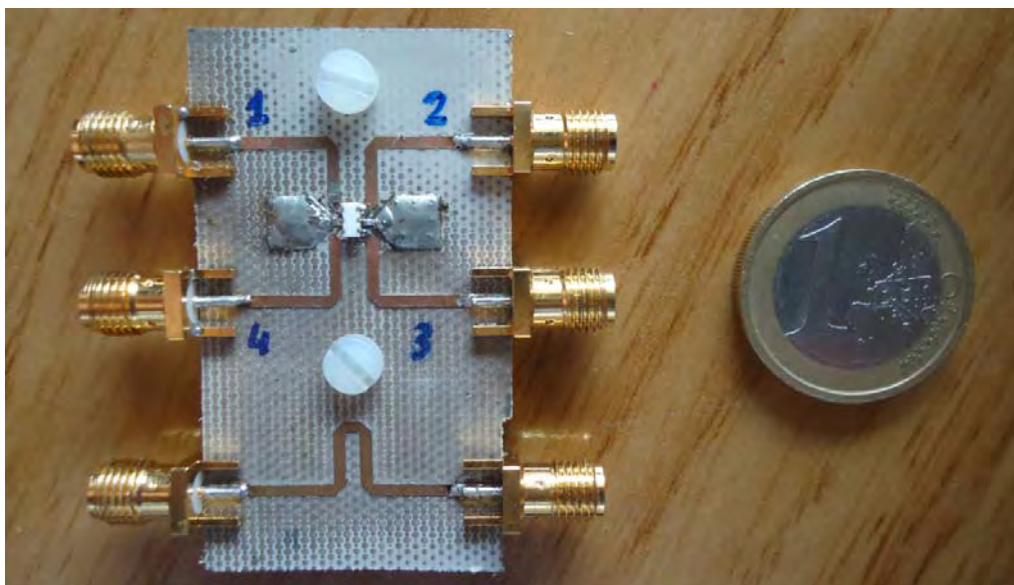
Mediante una placa de evaluación podremos tener una caracterización completa y mas real del Híbrido90°. De esta forma, mediante un fichero \*.s4p con su comportamiento podremos realizar una simulación de la matriz de Butler y hacer un buen ajuste en los desfases entre salidas.

En esta placa de evaluación conectamos los pines del chip según su configuración mostrada en la Fig. 5.6 y añadimos una pista de calibración formada por la concatenación de dos líneas de transmisión idénticas que conectan los puertos del Híbrido para poder calcular el offset de desfase que introduce el componente debido a su circuitería interna. El diseño realizado se muestra en la siguiente figura:



**Fig. 5.6** Diseño de la placa de evaluación del híbrido 90° QCN-45D+.

Posteriormente la construcción se realiza sin dificultad pues el componente tiene un tamaño que permite realizar las soldaduras con comodidad.

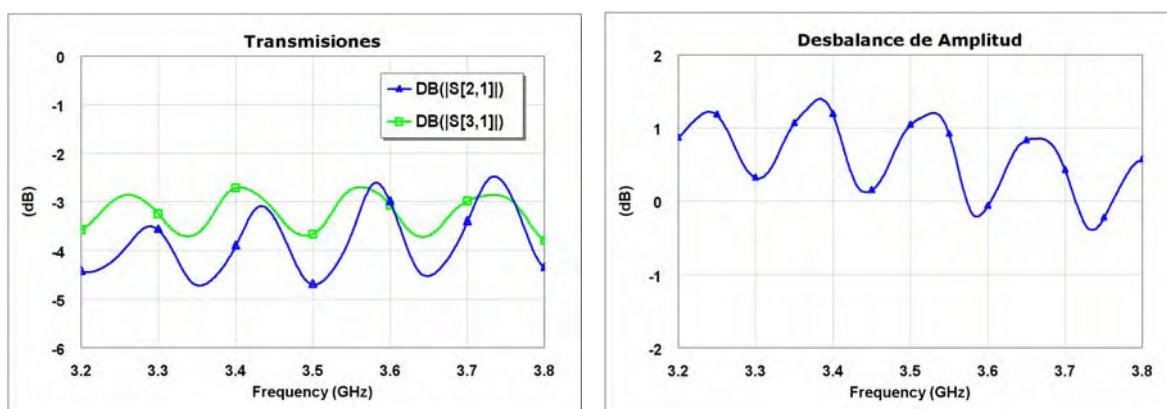


**Fig. 5.7** Placa de evaluación de híbrido 90° QCN-45D+.

### 5.3.3. RESULTADOS Y MEDIDAS:

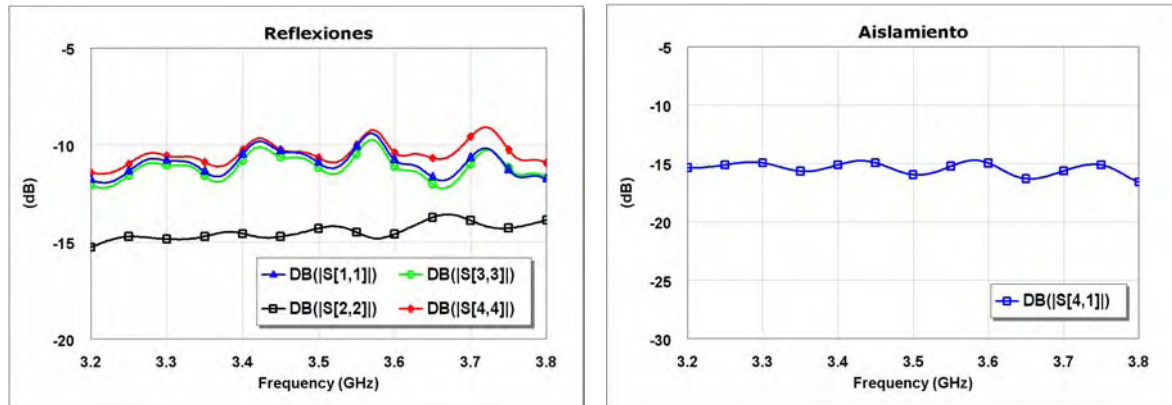
Una vez realizadas todas las mediciones sobre la placa de evaluación del híbrido, ajustamos mediante la pista de calibración, las pérdidas generadas en las pistas que unen los pines del chip con los conectores y también compensamos el desfase producido en ese camino de las pistas. Para ello, realizamos un programa en Matlab que divide todos los caminos del Híbrido medidos ( $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$ ,...) entre el camino de la pista de calibración. De esta forma generamos un fichero que compensa los efectos de las pistas de placa de evaluación y nos quedamos así únicamente con las características del componente.

A partir de este fichero “*hibrido\_compensado.s4p*” obtenemos los resultados siguientes:



**Fig. 5.8** Transmisiones del híbrido para la salidas de paso y acoplada (izquierda) y el su desbalance de amplitud (derecha).

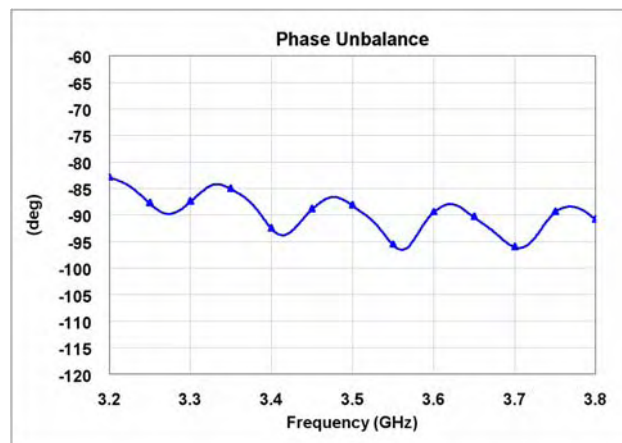
Se observan unos coeficientes de transmisión en los Puertos 2 (directo o de paso) y 3 (acoplado) que rondan aproximadamente los -3.5dB con un desbalance medio entre ambas salidas de 0.5dB y máximo de 1dB lo cual se asemeja bastante a las especificaciones del fabricante [C.4].



**Fig. 5.9** Reflexión en los puertos del Híbrido (izquierda) y aislamiento en el puerto no acoplado (derecha).

En cuanto los valores de reflexión están bastante por encima de los valores teóricos, pues se especifica una VSWR 1.2:1 que equivale a una reflexión de -20dB aproximados en todos los puertos y únicamente se obtienen alrededor de los -12dB, salvo en el Puerto 2 que son de -15dB.

El valor de aislamiento se encuentra justo dentro de los márgenes mínimos que son por debajo de -15dB.



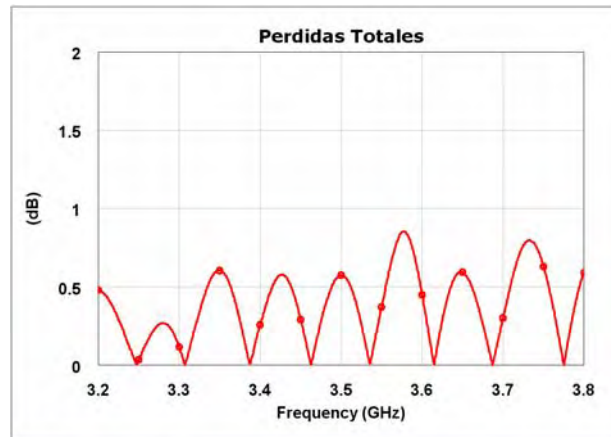
**Fig. 5.10** Diferencia de fase entre las salidas directa y acoplada.

El desfase obtenido entre las salidas directa y acoplada ronda los  $-90 \pm 5^\circ$ , un par de grados mas de lo previsto pero suficiente para ser un dispositivo de tan bajo coste.

Por último, obtenemos las pérdidas totales del circuito expresadas en dB, según la siguiente ecuación:

$$Perdidas(dB) = -10 \cdot \log_{10} \left( \sum_{i=1}^N |S_{i,1}|^2 \right) \quad (5.6)$$

donde N es el numero de puertas del circuito, en nuestro caso 4.



**Fig. 5.10** Pérdidas totales del Híbrido90° entrando por el puerto 1.

Según la Fig. 5.10, vemos como las pérdidas que presenta el Híbrido90 están alrededor de 0.5dB en casi toda la banda de trabajo, con picos máximos de 0.8dB en algún punto, según lo especificado en la Tabla 5.2 de especificaciones [C.4], lo que confirma que el circuito no pierde un nivel de señal significativo, a pesar de ser pasivo.

En general, los valores obtenidos del componente son satisfactorios para su utilización en la fabricación de las matrices de Butler, que se detallará en los apartados siguientes (5.4 y 5.5) pues todas las medidas se corresponden con las características especificadas elegidas, salvo la reflexión en los puertos, aunque estas están en el límite de trabajo (-10dB).



## 5.4 ESTUDIO DE LA MATRIZ DE BUTLER 4X4 PARA UN ARRAY LINEAL:

### 5.4.1 SIMULACIÓN Y DISEÑO DE LA MATRIZ DE BUTLER PARA ARRAYS LINEALES:

Se pretende realizar una matriz de Butler 4x4 como el diseño realizado en [5] en el que diferencia de fases entre salidas consecutivas viene definida por la siguiente tabla según el puerto de entrada (ver numeración de Fig. 5.1) para una línea desfasadora  $\theta_3 = 45^\circ$ .

TX/RX1	TX/RX2	TX/RX3	TX/RX4
-135	45	-45	135

**Tabla 5.3** Diferencias de fases entre salidas de una matriz de Butler para arrays lineales.

Este resultado de la Tabla 5.3 se obtiene de las ecuaciones (5.1), (5.2), (5.3) y (5.4) que expresan las fases en los diferentes puertos de salida según el puerto de entrada a la matriz de Butler en función de las líneas  $\theta_3$ ,  $\theta_4$ ,  $\theta_0$  y el desfase del híbrido  $\phi_0$ .

A modo de ejemplo vamos a considerar el caso mas sencillo en el que no hay líneas de transmisión entre los híbridos del cruzador ( $\theta_0 = 0$ ) y además  $\theta_4 = 0$ . Entrando por la puerta TX/RX1 (Puerto 1) según la ecuación (5.1) tenemos:

$$\text{Puerto 5: } -\theta_3$$

$$\text{Puerto 6: } 2 \cdot \phi_0$$

$$\text{Puerto 7: } -\theta_3 - \phi_0$$

$$\text{Puerto 8: } 2 \cdot \phi_0 - \phi_0 = \phi_0$$

Si sustituimos  $\phi_0 = -90^\circ$  y  $\theta_3 = 45^\circ$  tenemos entonces:

$$\text{Puerto 5: } -45^\circ$$

$$\text{Puerto 6: } -180^\circ$$

$$\text{Puerto 7: } 45^\circ$$

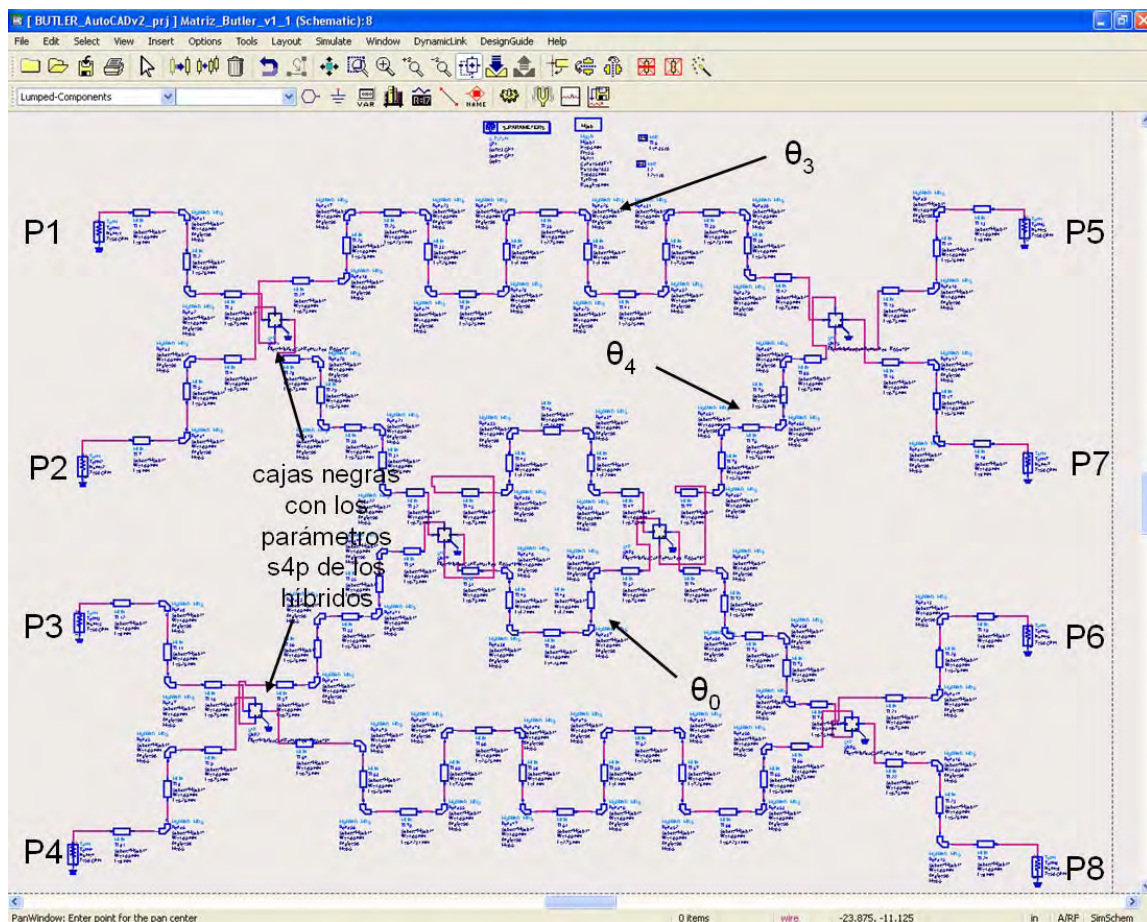
$$\text{Puerto 8: } -90^\circ$$

que produce una diferencia de fases entre salidas consecutivas  $\Delta\phi = -135^\circ$  que es lo que se indicaba en la Tabla 5.3. De la misma se podían obtener la configuración de fases para los estados (puertos de entrada) restantes.

En nuestro caso las líneas  $\theta_4$  y  $\theta_0$  no van a ser ideales pues tenemos que conectar los diferentes puertos de los híbridos mediante líneas de transmisión. A parte tenemos el inconveniente de que algunas líneas como  $\theta_0$  tendrán una longitud mínima que vendrá determinada por la posición del patillaje del encapsulado del híbrido y por las isletas de masa que necesita este para funcionar.

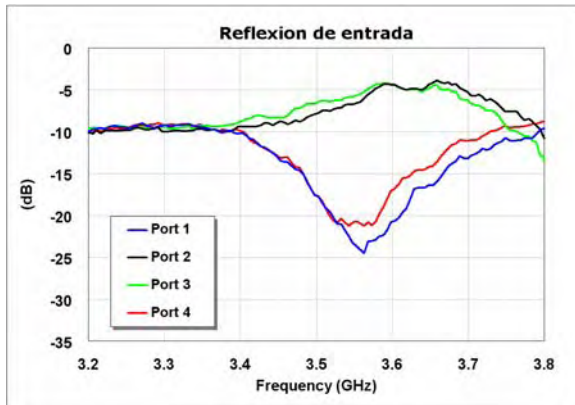
Mediante la herramienta de diseño ADS, hacemos una colocación estimada de las líneas microstrip que conectan los componentes (híbridos), estos los sustituimos por cajas negras que incorporan el archivo de parámetros S (\*.s4p) que se obtiene en la medición del híbrido en su placa de evaluación (ver apartado 5.3) y mediante una herramienta de “*tunning*” vamos variando las longitudes críticas de las líneas que forman  $\theta_0$ ,  $\theta_3$  y  $\theta_4$  para hasta obtener la configuración de fases a la salida (Tabla 5.3).

En la siguiente imagen puede verse una imagen del esquemático resultante:

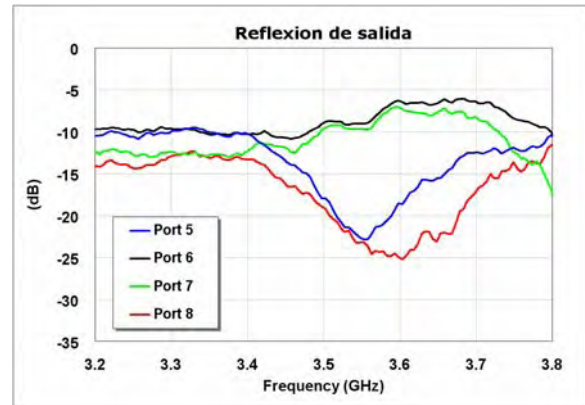


**Fig. 5.11** Esquema en ADS de la matriz de Butler para arrays lineales.

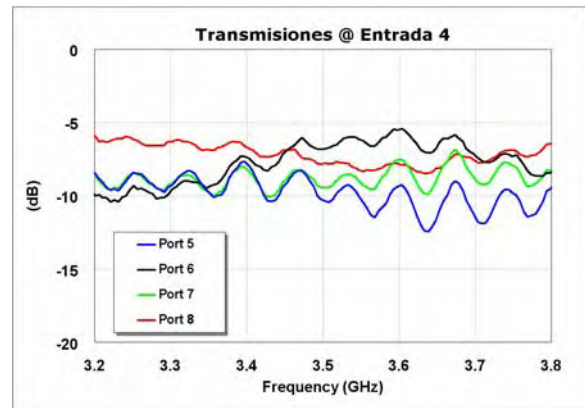
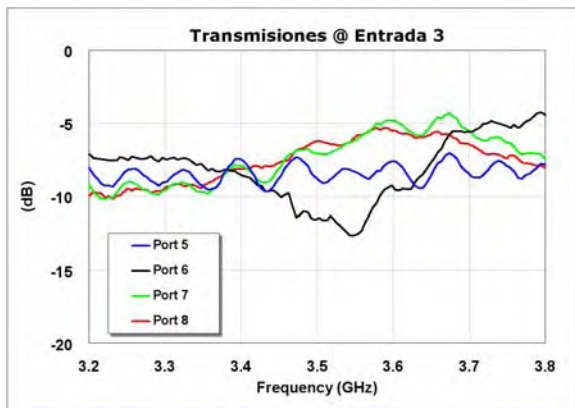
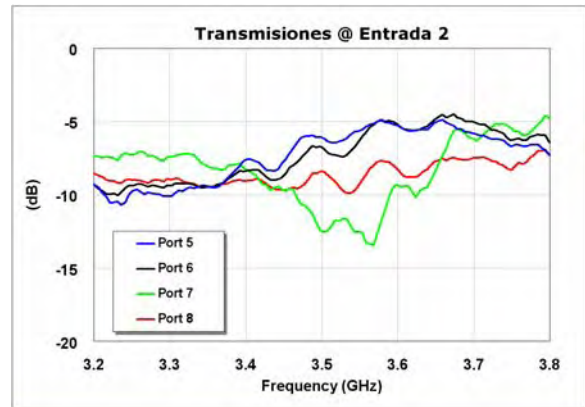
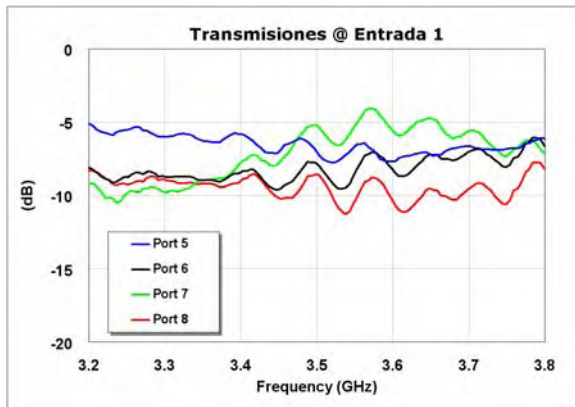
En las siguientes figuras mostramos los resultados simulados obtenidos:



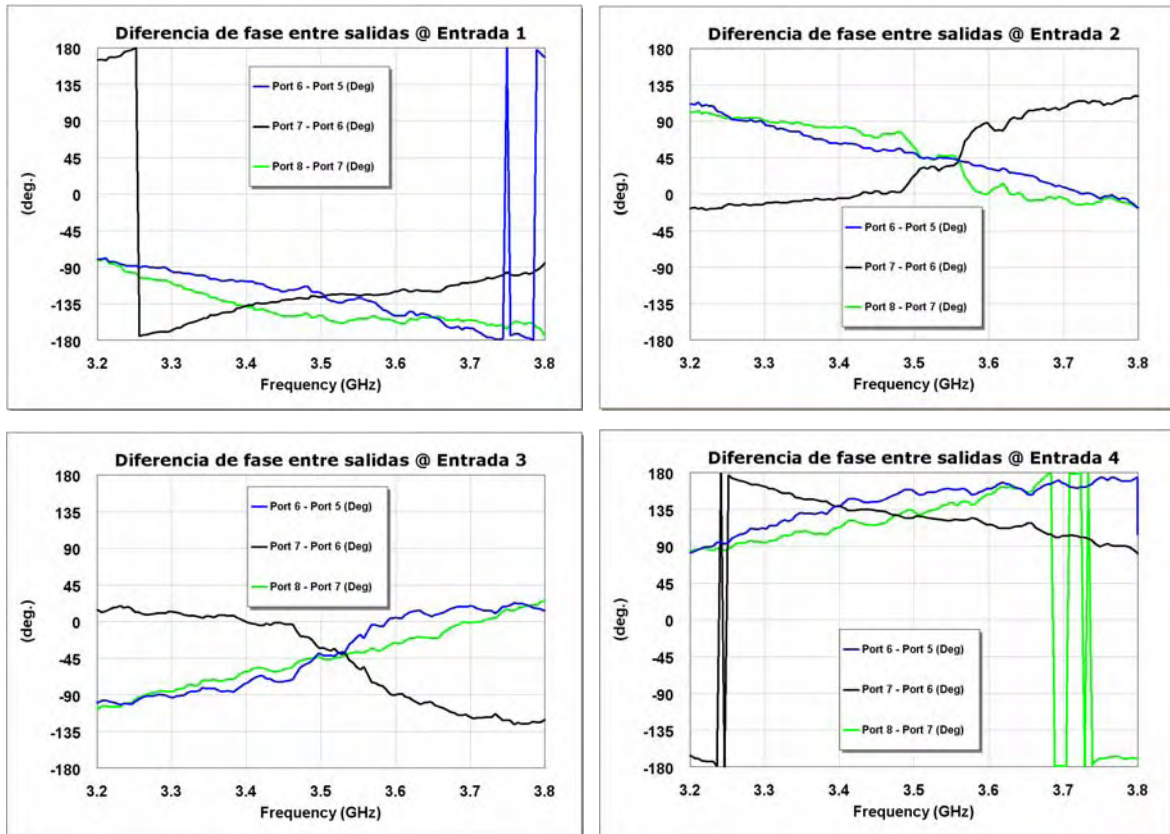
**Fig. 5.12** Simulación de la reflexión de entrada de la matriz de Butler para arrays lineales.



**Fig. 5.13** Simulación de la reflexión de salida de la matriz de Butler para arrays lineales.



**Fig. 5.14** Simulación de las transmisiones de la matriz de Butler para arrays lineales según los diferentes puertos de entrada.

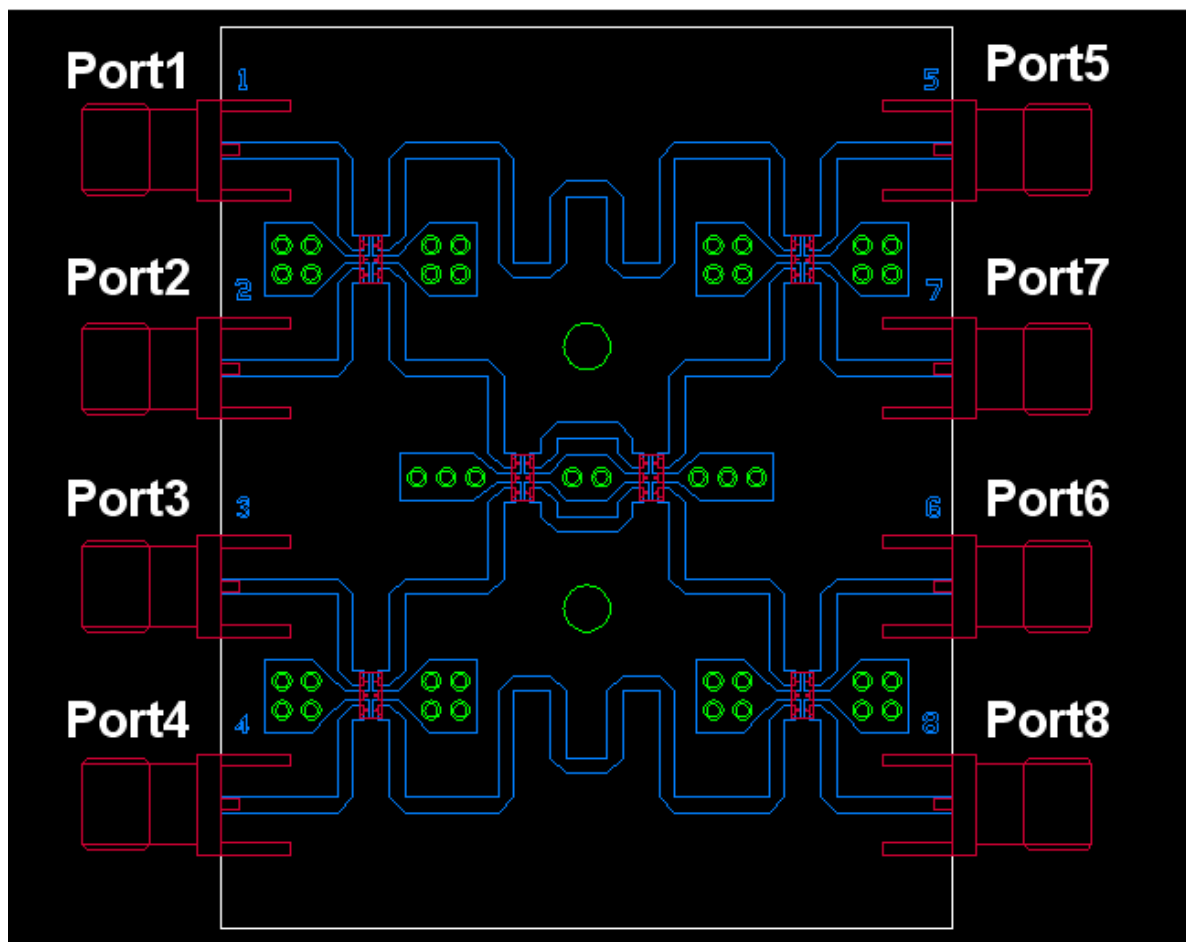


**Fig. 5.15** Simulación de las diferencias de fases en las salidas de la matriz de Butler para arrays lineales según los diferentes puertos de entrada.

Vemos como a pesar que los puertos 3 y 4 presentan reflexiones de entrada y salida malas (Fig. 5.12 y 5.13) que están por encima de -10dB, las diferencias de fases en las salidas están bastante ajustadas a lo valores que se esperaban según la Tabla 5.3.

Una vez comprobado los resultados en las simulaciones procedemos a realizar el diseño en AutoCAD de la matriz de Butler según las longitudes de las líneas microstrip que obtenemos en el ADS.

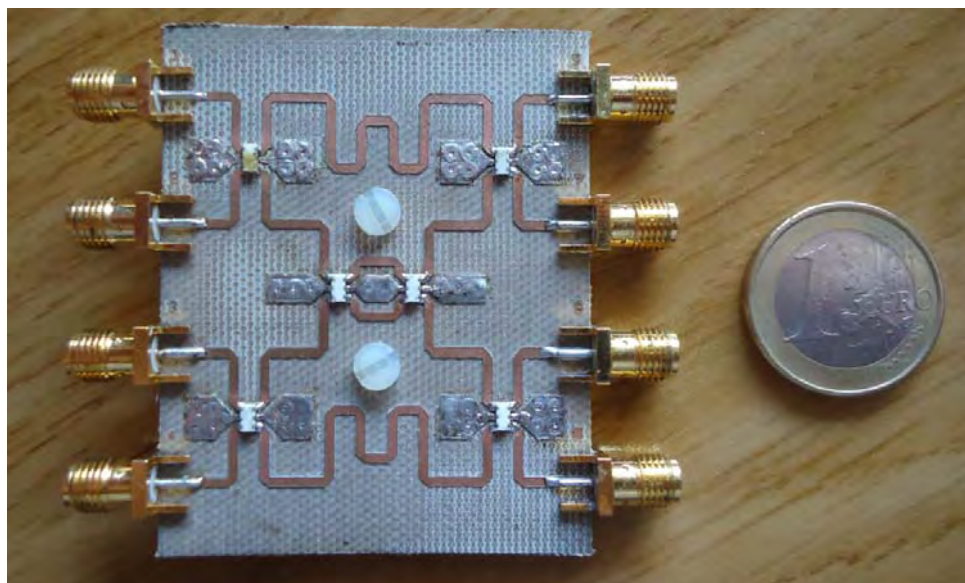




**Fig. 5.16** Diseño de la matriz de Butler para arrays lineales.

#### 5.4.2 CONSTRUCCIÓN, MEDIDAS Y RESULTADOS:

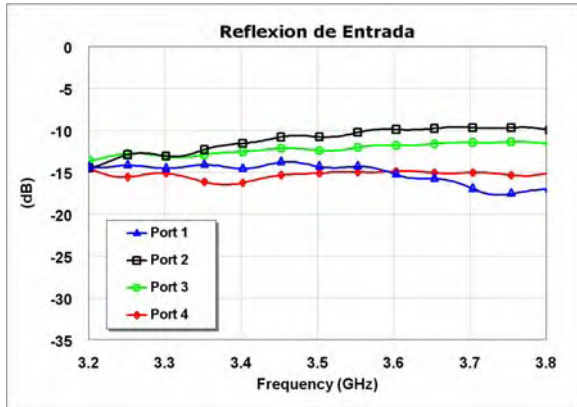
Una vez completado el proceso de fabricación, el resultado es el siguiente:



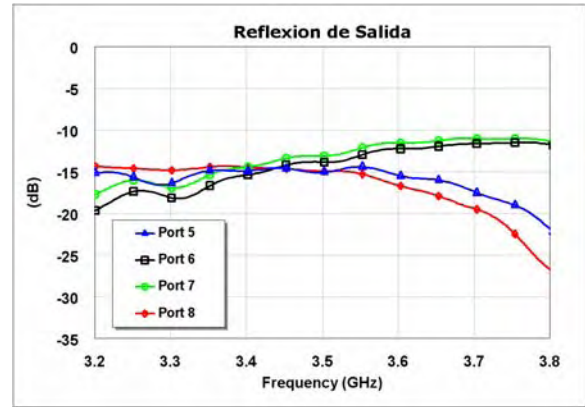
**Fig. 5.17** Matriz de Butler para arrays lineales.

A pesar de tener un mayor tamaño respecto al resto de placas de evaluación fabricadas anteriormente en el capítulo 4, se consigue una reducción significativa respecto al diseño de [5].

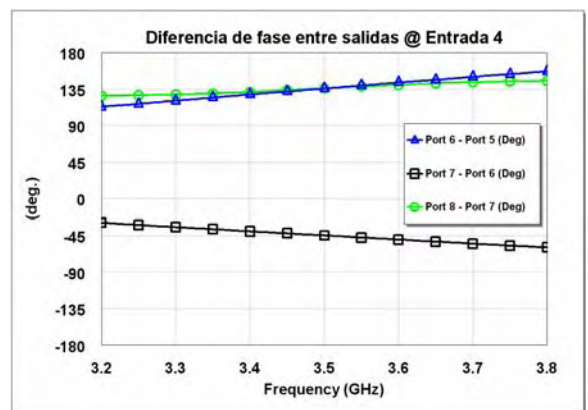
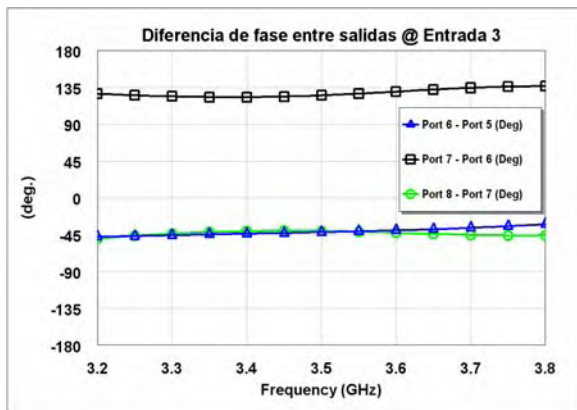
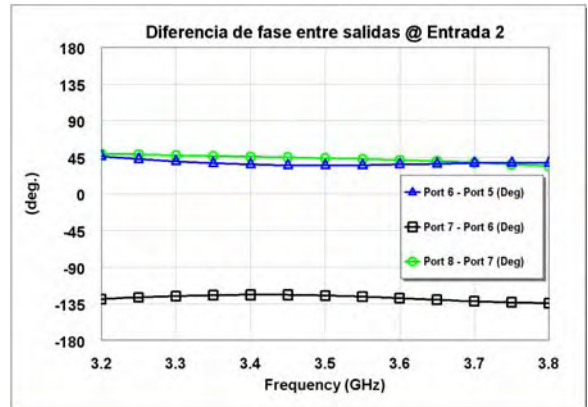
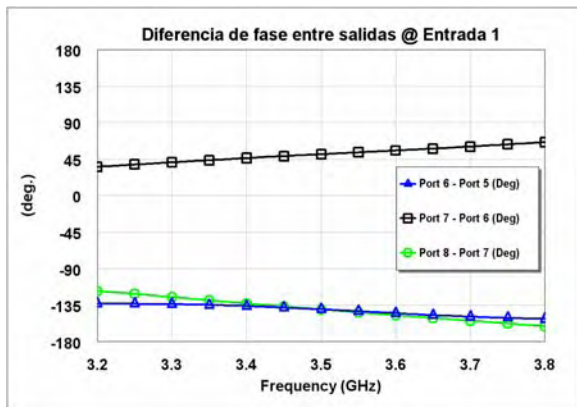
Después de realizar todas las medidas de la matriz de Butler, generamos un fichero \*.s8p que caracteriza su comportamiento completamente. El resultado se muestra en las siguientes figuras:



**Fig. 5.18** Reflexión de entrada de la matriz de Butler para arrays lineales.



**Fig. 5.19** Reflexión de salida de la matriz de Butler para arrays lineales.



**Fig. 5.20** Diferencia de fases en las salidas de la matriz de Butler para arrays lineales según los diferentes puertos de entrada.

A pesar de que los valores de reflexión mejoran bastante respecto a las simulaciones, presentado en el peor de los casos valores por debajo de -10dB para toda la banda de trabajo (Fig. 5.18), la diferencia de fases entre las salidas (Fig. 5.20) no es la que se esperaba.

Según se observa, en todos los estados la diferencia de fases entre los puertos 5-6 y 7-8 tienen el valor previsto, pero la de los puertos 6-7 no es la adecuada. Esto es debido a que los desfases que introducen los diferentes caminos  $\theta_0$ ,  $\theta_3$  y  $\theta_4$  no es el adecuado. Este hecho descarta el buen funcionamiento de la matriz de Butler para el fin previsto.

Después de revisar nuevamente las simulaciones para buscar el fallo, se observa que el fichero que se utiliza para simular el comportamiento del híbrido a partir de sus mediciones, no es correcto. Debido a ello las simulaciones indican unos resultados diferentes a las medidas.

El fallo en la caracterización del híbrido se debe a que no se había utilizado el fichero de medida compensado, en el que se le restaban las fases introducidas por las líneas de transmisión que conectaban el componente con los conectores de medida SMA. Esta compensación se realizaba a partir de la fase que tenía la línea de calibración de la placa de evaluación del híbrido (ver Fig. 5.6). Una vez sustituido el fichero erróneo por el compensado se observan en la simulación unos resultados bastante parecidos con las medidas.

En este punto del desarrollo se decide no fabricar una nueva matriz de Butler corregida, a pesar de contar con el fichero del híbrido adecuado. Esto es debido a que según el estudio realizado en [10] sobre los apuntamientos en las configuraciones de la celda base en 1x4 o 4x1 (es decir 1D) con los desfases previstos (ver Tabla 5.3), no producen un buen rango de apuntamientos para los estados de desfase  $\pm 135^\circ$  pues solo se podrían realizar apuntamientos con valores de  $\theta$  grandes (*aprox.*  $\theta > 25^\circ$ ). De la misma forma ocurre utilizando esta matriz en arrays 2x2 (2D), donde los estados de  $\pm 135^\circ$  no son adecuados para realizar apuntamientos cercanos a la dirección broadside, solo se podrán realizar apuntamientos en dos cuadrantes, los correspondientes a los estados  $\pm 45^\circ$ .

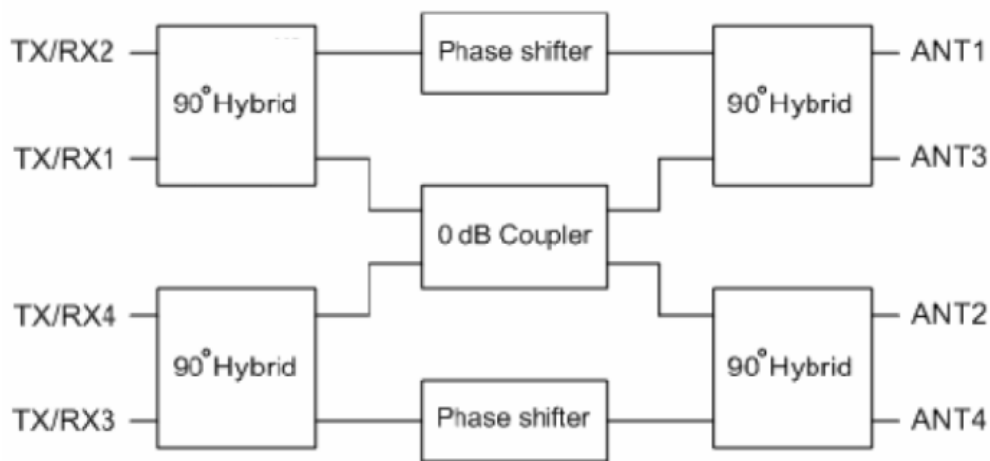
## 5.5 ESTUDIO DE LA MATRIZ DE BUTLER 4X4 PARA UN ARRAY EN 2D:

### 5.5.1 SIMULACIÓN Y DISEÑO DE LA MATRIZ DE BUTLER PARA ARRAYS LINEALES:

Debido a lo comentado en el apartado 5.5, la configuración final que se tendrá en la fabricación de la antena global 8x8 [10] será en agrupamiento 2D, es decir, mediante celdas base 2x2.

Debido a que la configuración de fases planteada en el apartado anterior (ver Tabla 5.3) no resulta efectiva para arrays 2x2, en este apartado se plantea un diseño nuevo basado en la configuración de fases que se obtienen el modelo [11].

La configuración sugerida se presenta en la siguiente tabla según los nombres de los puertos de la Fig. 5.21:



**Fig. 5.21** Nomenclatura de los puertos de la matriz de Butler para arrays 2D.

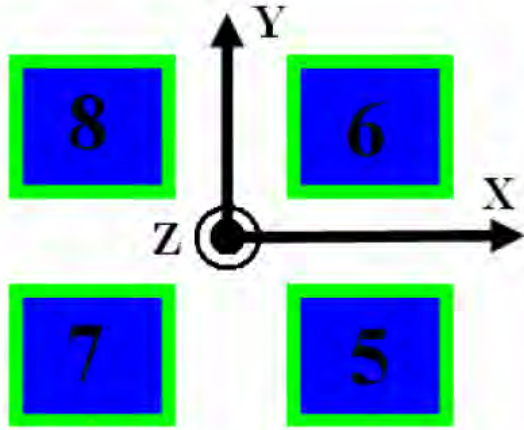
	TX/RX1	TX/RX2	TX/RX3	TX/RX4
ANT 1	0°	-90°	-90°	-180°
ANT 2	-90°	0°	-180°	-90°
ANT 3	-90°	-180°	0°	-90°
ANT 4	-180°	-90°	-90°	0°

**Tabla 5.4** Diferencias de fases entre salidas de una matriz de Butler para arrays 2D.

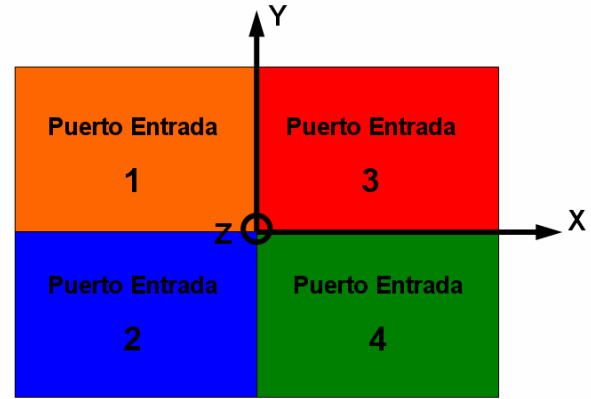
Esta configuración de estados de fase se obtiene a partir de las mismas ecuaciones (5.1), (5.2), (5.3) y (5.4) que se desarrollaron en el apartado 5.2.



Con esta configuración de fases y colocando las salidas de la matriz de Butler en el array 2x2 según la Fig. 5. 22, obtenemos cuatro diferentes apuntamientos, en los cuadrantes que se indican en la Fig. 5.23 para cada puerto de la matriz de entrada elegido.

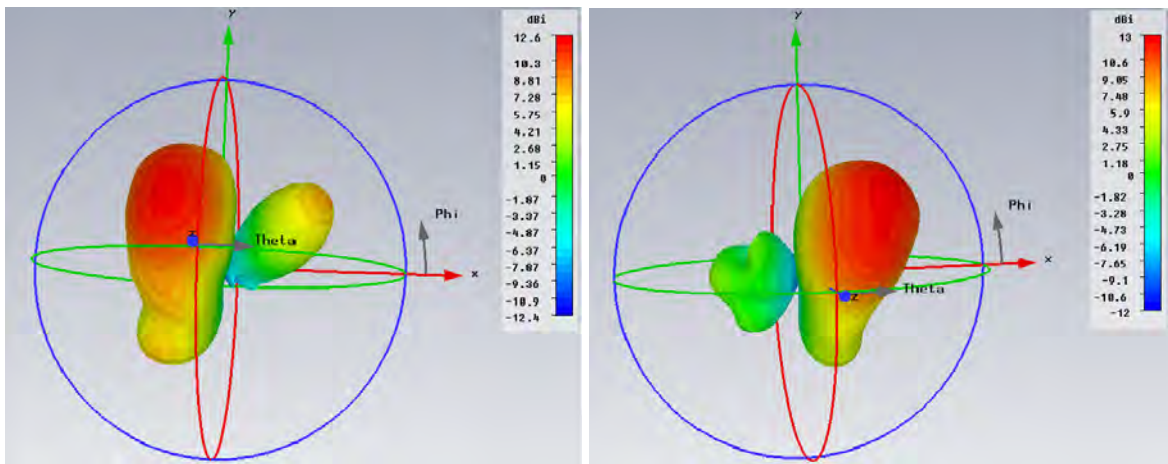


**Fig. 5.22** Conexión de la matriz de Butler 2D con los elementos radiantes de la celda 2x2.



**Fig. 5.23** Cuadrantes de apuntamiento de la celda 2x2 según el puerto de entrada de la matriz de Butler 2D.

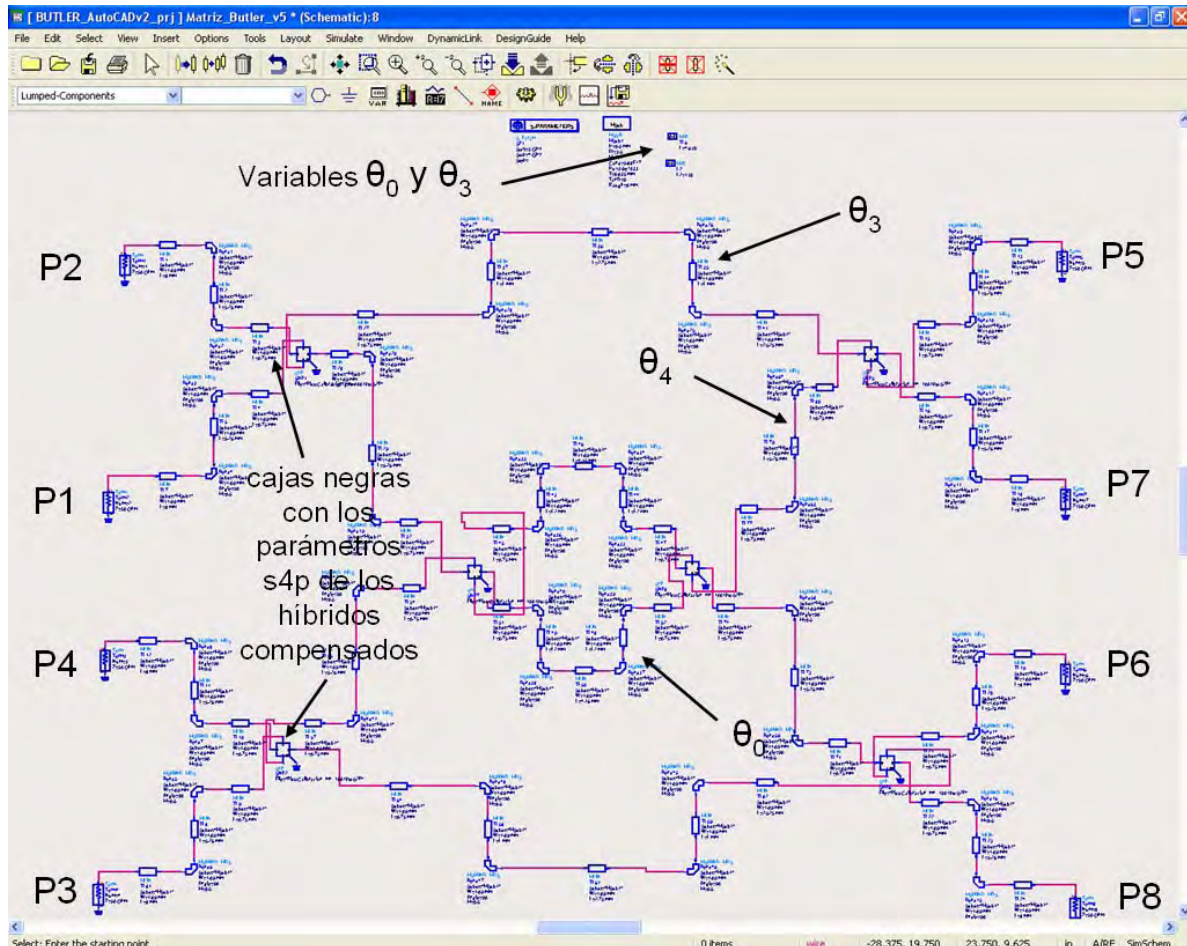
En la Fig. 5.24 se hace representación gráfica en 3D del diagrama de radiación a modo de ilustración para los puertos de entrada 1 y 3 respectivamente.



**Fig. 5.24** Diagramas de radiación en 3D de la celda base 2x2 para los puertos de entrada de la matriz de Butler 1(izquierda) y 3 (derecha).

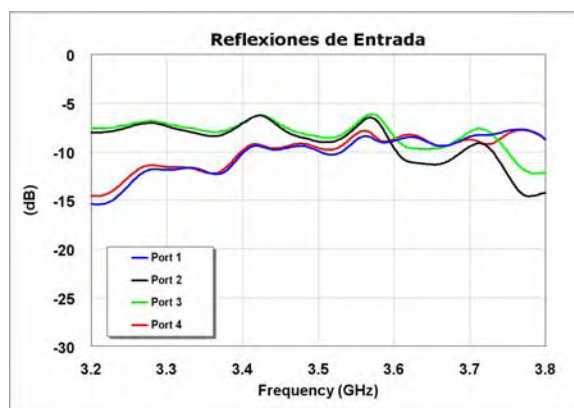
De la misma forma que en el apartado 5.4 procedemos al diseño de la matriz de Butler 2D en el entorno ADS. En este caso se modifican los caminos de las líneas de transmisión que unen los diferentes híbridos para reducir mas espacio en el diseño de la misma y poder reducir posteriormente el tamaño de la red de alimentación lo máximo posible.

Con el fichero del híbrido compensado y la herramienta “tunning” modificamos los caminos  $\theta_0$  y  $\theta_3$  (ya que  $\theta_4$  es una longitud fija que marca la separación entre los puertos de la matriz) para conseguir la configuración de fases de la tabla 5.4. El resultado final se muestra en la Fig. 5.25.

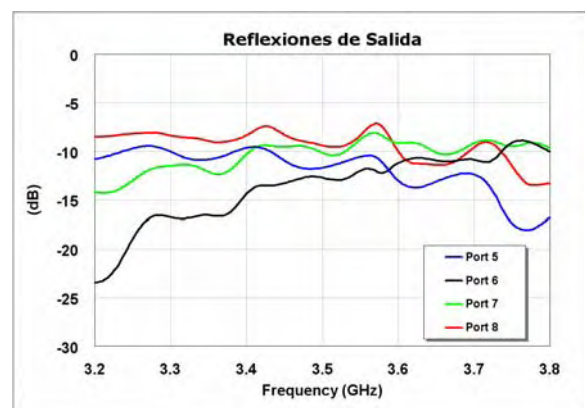


**Fig. 5.25** Esquema en ADS de la matriz de Butler para arrays 2D.

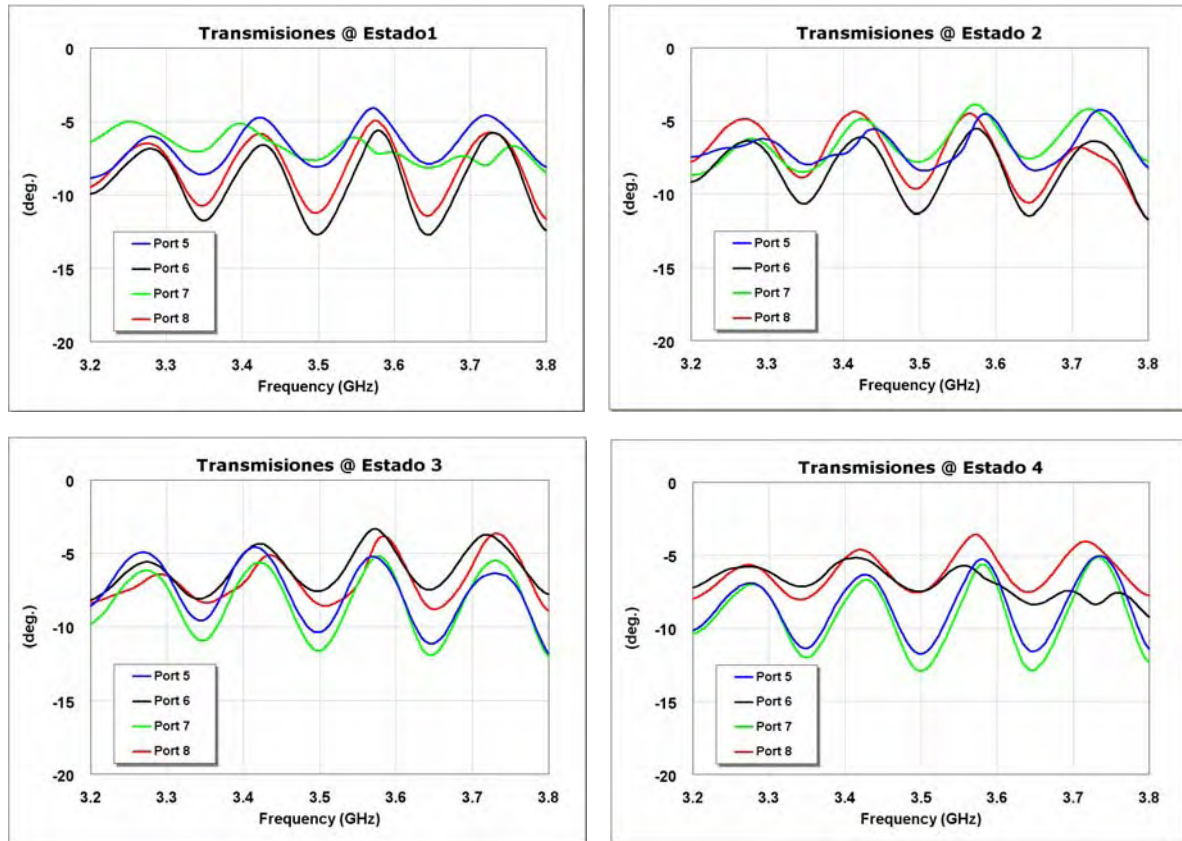
A continuación mostramos los resultados obtenidos de la simulación:



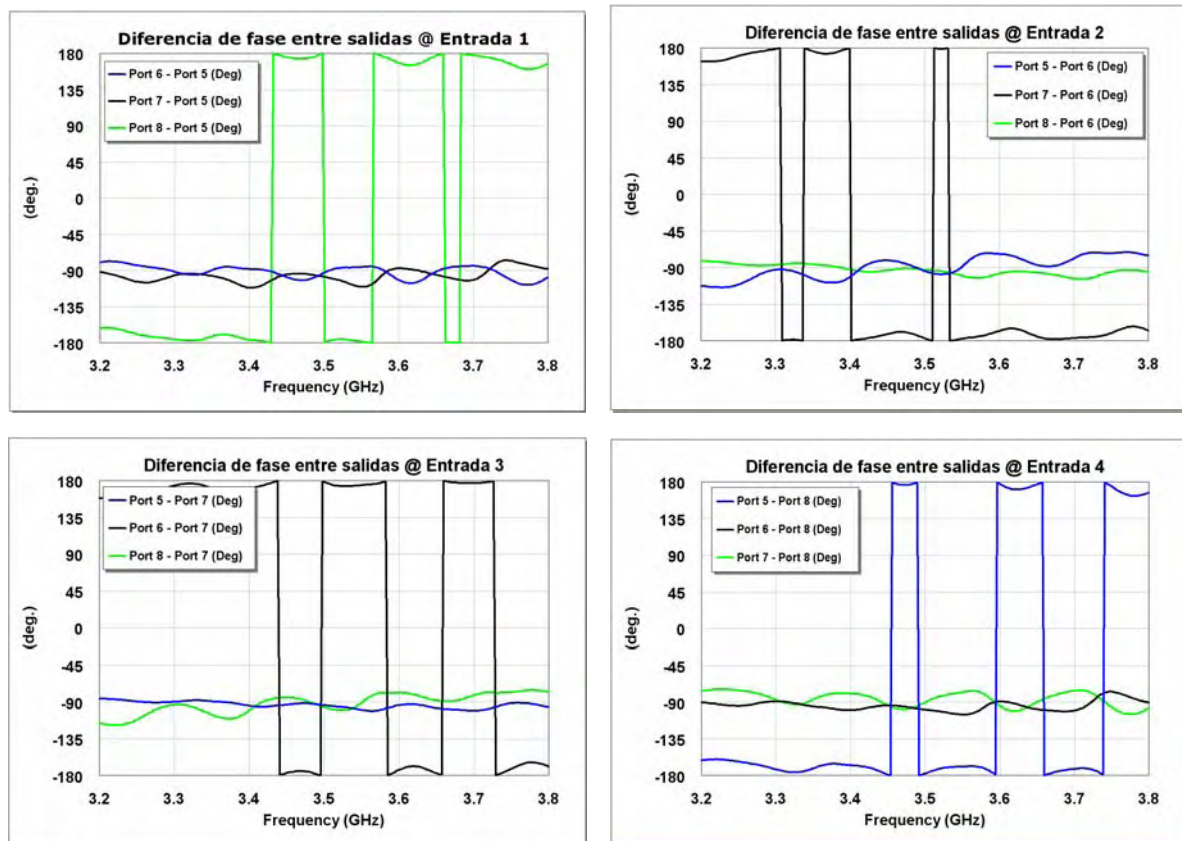
**Fig. 5.26** Simulación de la reflexión de entrada de la matriz de Butler para arrays 2D.



**Fig. 5.27** Simulación de la reflexión de salida de la matriz de Butler para arrays 2D.



**Fig. 5.28** Simulación de las transmisiones de la matriz de Butler para arrays 2D según los diferentes puertos de entrada.

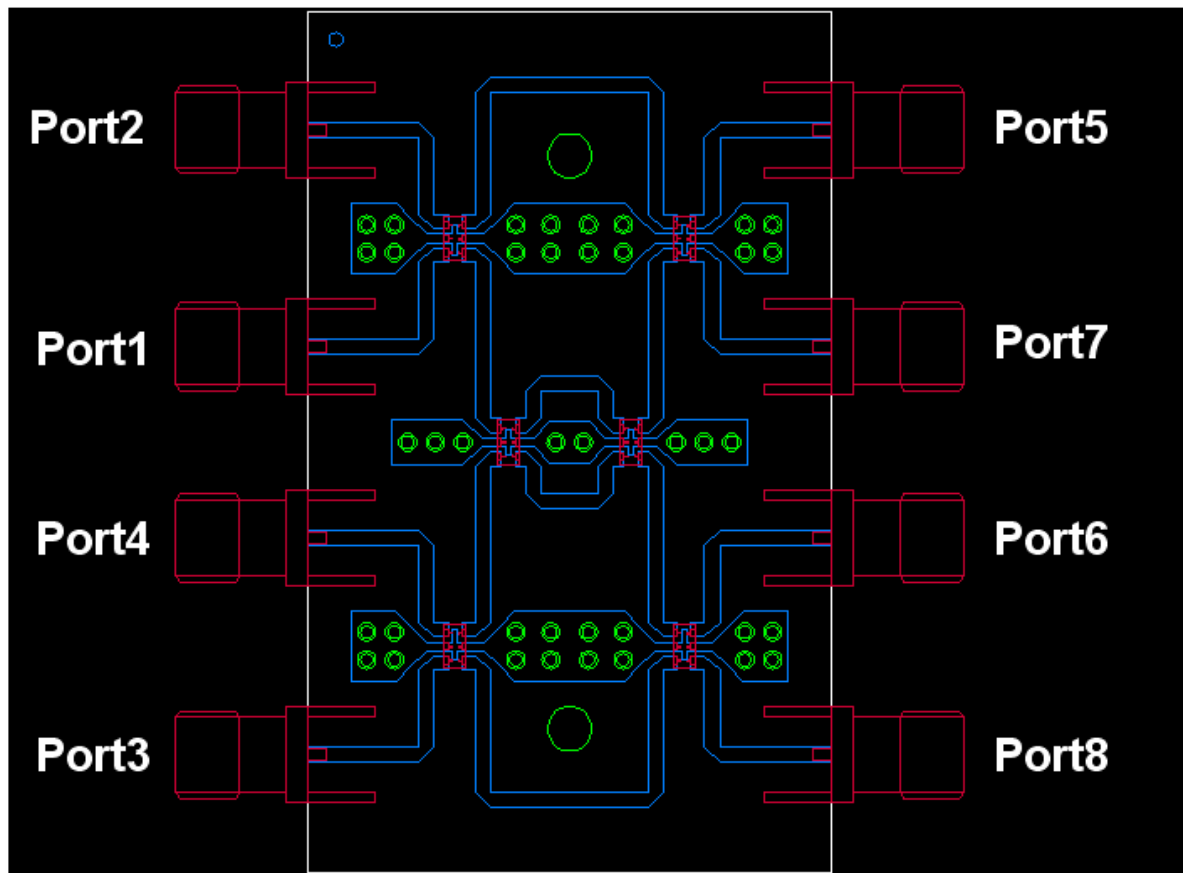


**Fig. 5.29** Simulación de las diferencias de fases en las salidas de la matriz de Butler para arrays 2D según los diferentes puertos de entrada.



Se observa que igual que en caso de la simulación del aparatado 5.4, en esta, las reflexiones de entrada y salida (Fig. 5.26 y 5.27) son bastante malas, pero que en la construcción mejoraban hasta valores aceptables. En cuanto a las fases de las salidas (Fig.5.28), se ajustan a los valores teóricos de la Tabla 5.4 y se mantienen estables en toda la banda de trabajo, con errores menores de  $15^\circ$ .

El diseño correspondiente en AutoCAD se presenta en la Fig. 5.30, a partir de las longitudes resultantes de las líneas microstrip de la simulación.



**Fig. 5.30** Diseño de la matriz de Butler para arrays 2D.

## 5.5.2 CONSTRUCCIÓN, MEDIDAS Y RESULTADOS:

Una vez completado el proceso de fabricación, el resultado es el siguiente:

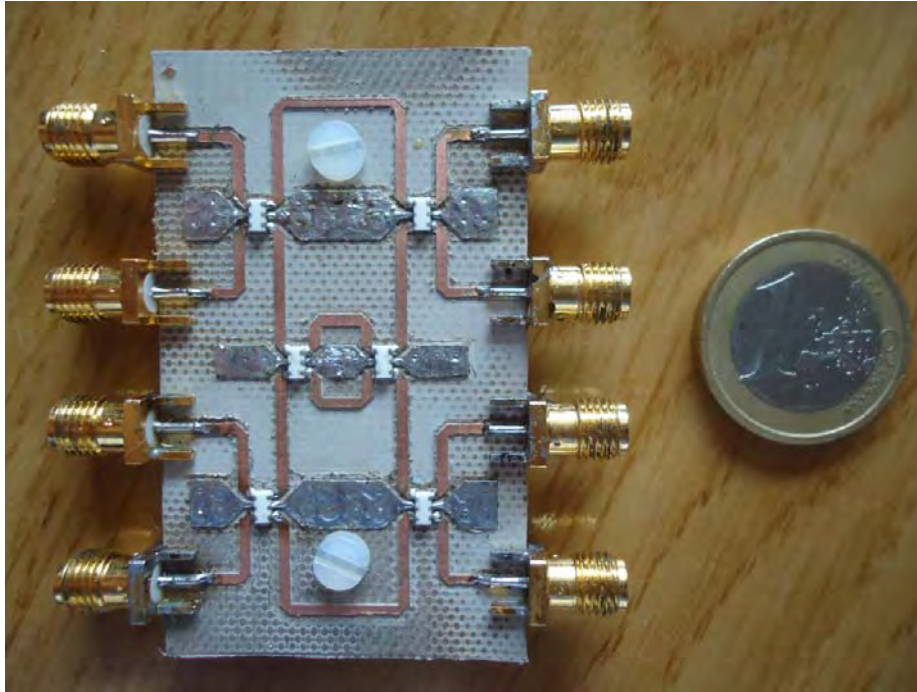


Fig. 5.31 Matriz de Butler para arrays 2D.

Comparando este diseño para arrays 2D (Fig.6.31) con el modelo para arrays lineales (Fig. 5.11), se observa otra reducción de tamaño, consiguiendo un diseño muy compacto.

Los resultados obtenidos a partir de las medidas se muestran a continuación.

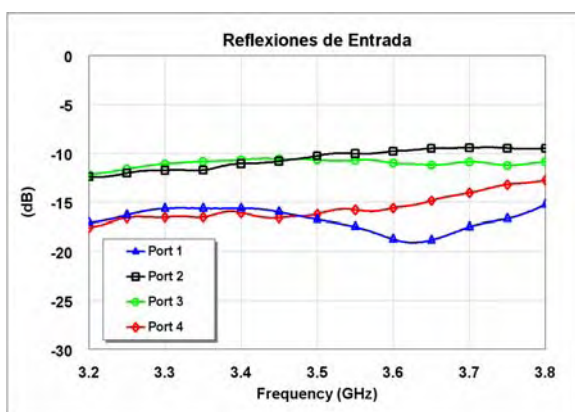


Fig. 5.32 Reflexión de entrada de la matriz de Butler para arrays 2D.

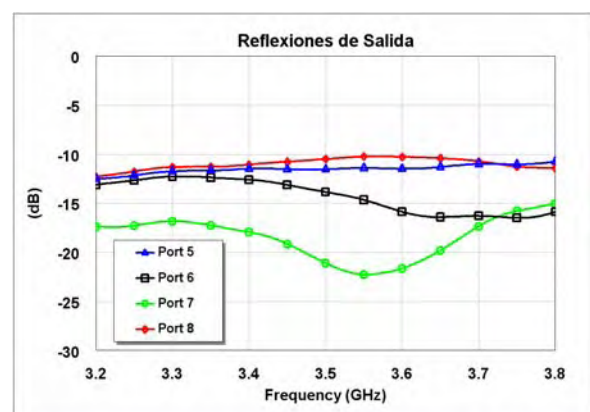
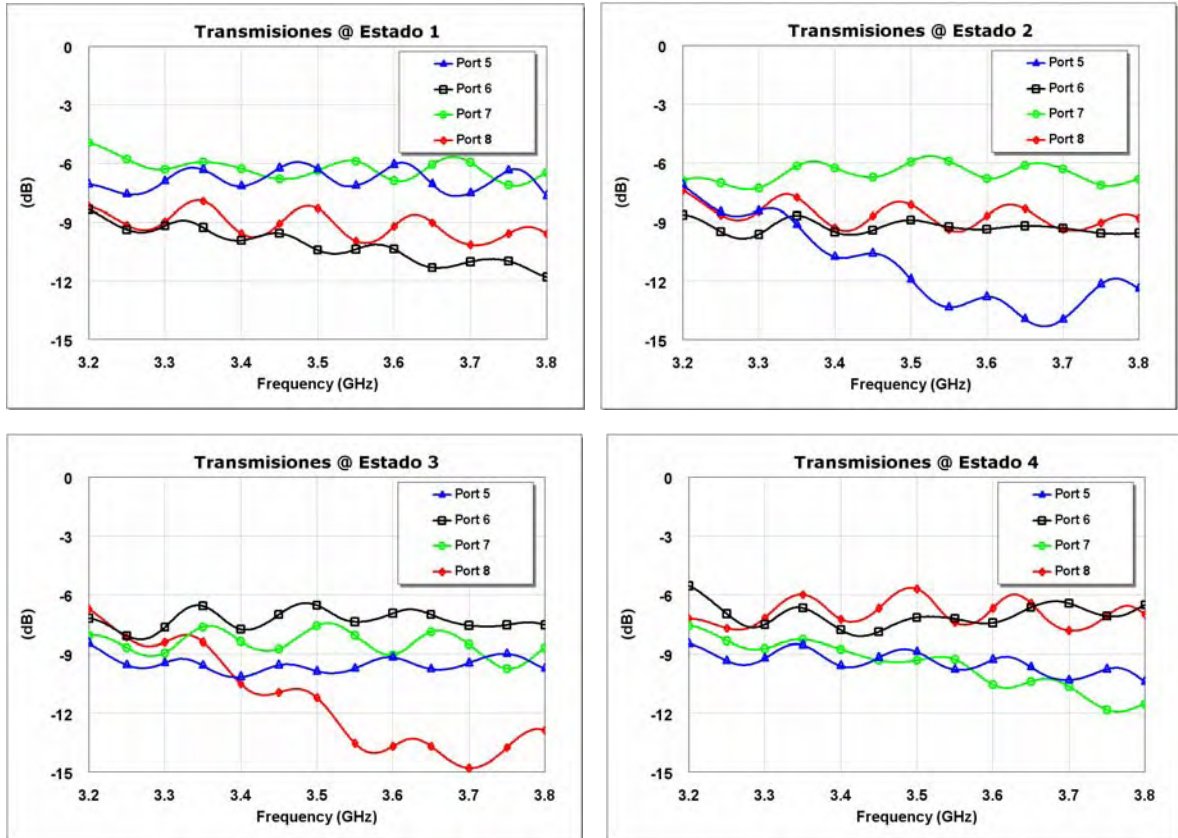
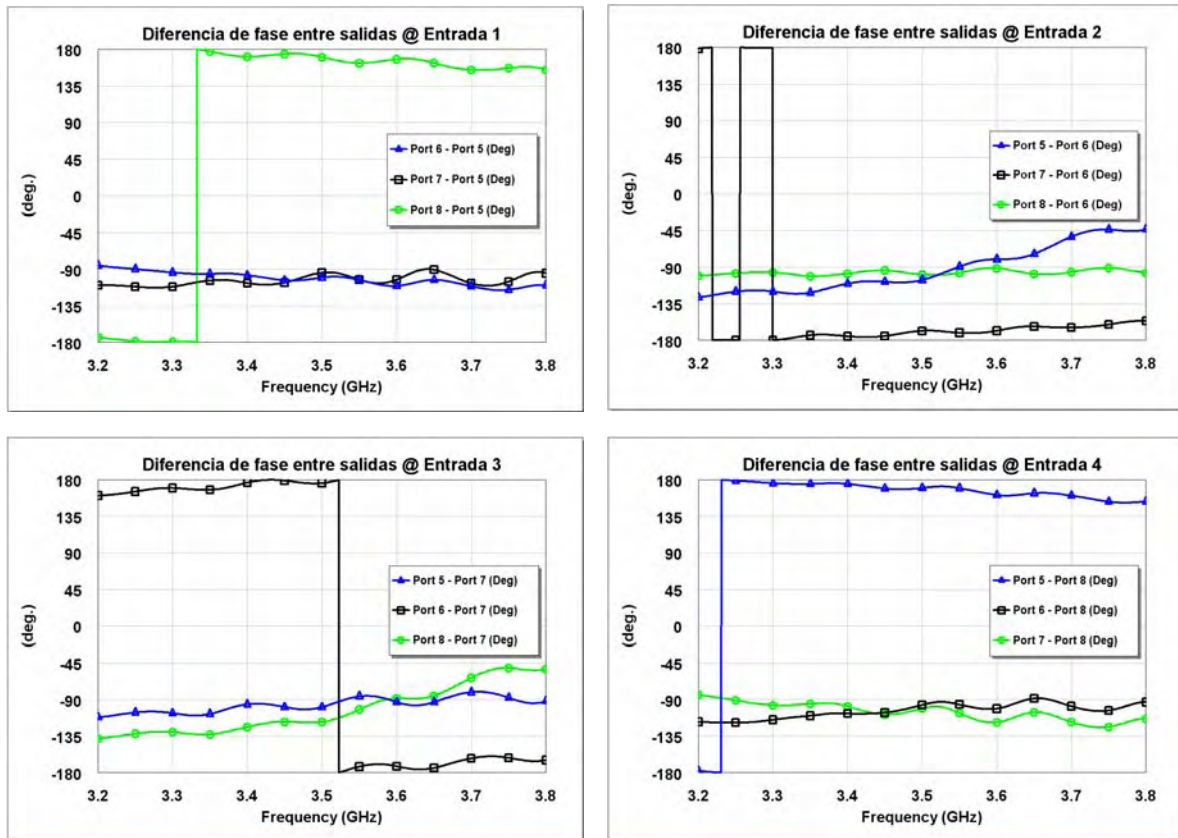


Fig. 5.33 Reflexión de salida de la matriz de Butler para arrays 2D.



**Fig. 5.34** Transmisiones en las salidas de la matriz de Butler para arrays 2D según los diferentes puertos de entrada.



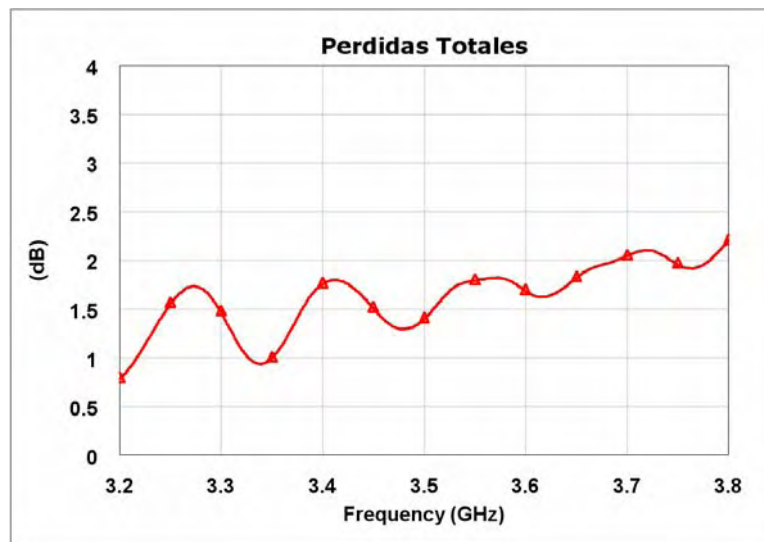
**Fig. 5.35** Diferencia de fases en las salidas de la matriz de Butler para arrays 2D según los diferentes puertos de entrada.

Observando Fig. 5.32 y 5.33 podemos decir que los resultados en términos de reflexión están dentro de los márgenes (-10dB) mejorando los resultados obtenidos en la simulación.

Las transmisiones del circuito (Fig. 5.34) están entorno a -7dB que es un valor normal pues la señal de entrada tiene que distribuirse en cuatro salidas ( $10 \cdot \log_{10}\left(\frac{1}{4}\right) = -6dB$ ) y además se producirán pequeñas pérdidas de inserción en los híbridos que provocan que en los peores casos se obtengan transmisiones -9dB. Se Observa, que en las salidas 5 y 8 entrando por los puertos 2 y 3 las transmisiones caen bastante mas de los valores normales alcanzando los -13dB, posiblemente debido a alguna reflexión interna entre los híbridos que empeora este parámetro.

En cuanto a los resultados de las fases relativas entre salidas, se obtienen unos resultados bastante buenos, pues se adaptan a lo esperado en la Tabla 5.4.

Por último obtenemos las pérdidas totales de la matriz d Butler para el puerto de entrada 1 (ya que en el resto son prácticamente iguales), según la ecuación (5.6) salvo que en este caso, N=8 puertos.



**Fig. 5.36** Pérdidas totales de la matriz de Butler para arrays 2D por el puerto de entrada 1.

# 6

## **DISEÑO FINAL, FABRICACIÓN Y MEDIDA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN WIMAX PARA CADA CELDA BASE 2X2**

### **6.1 INTRODUCCIÓN:**

En este capítulo se va a describir todo el proceso de diseño final, fabricación y toma de resultados de la placa de circuito impreso de RF global (red de alimentación) que permitirá variar el apuntamiento de nuestra antena para WiMAX [12]. Como comentábamos en el apartado 3.3, este apuntamiento es debido a dos razones: al desfase producido entre celdas 2x2 mediante desfasadores digitales, y dentro de la celda 2x2, en los parches radiantes que los forman mediante el desfase progresivo que producía a sus entradas una matriz de Butler de 4x4 configurada para celdas 2x2 (2D).

A partir del analizador de redes, se va a obtener una caracterización completa de la red de alimentación para observar sus resultados y valorar si cumplen unos requisitos mínimos en su funcionamiento.

Finalmente conectaremos el circuito resultante a nuestra celda base 2x2 tanto en polarización lineal como en circular para ver los resultados de reflexión obtenidos. También realizaremos unas medidas de radiación en la cámara anecoica para obtener el patrón de radiación y la ganancia del conjunto y lo contrastaremos con los obtenidos mediante simulación para observar las pequeñas diferencias y poder verificar el proceso completo de fabricación.

### **6.2 DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN WiMAX:**

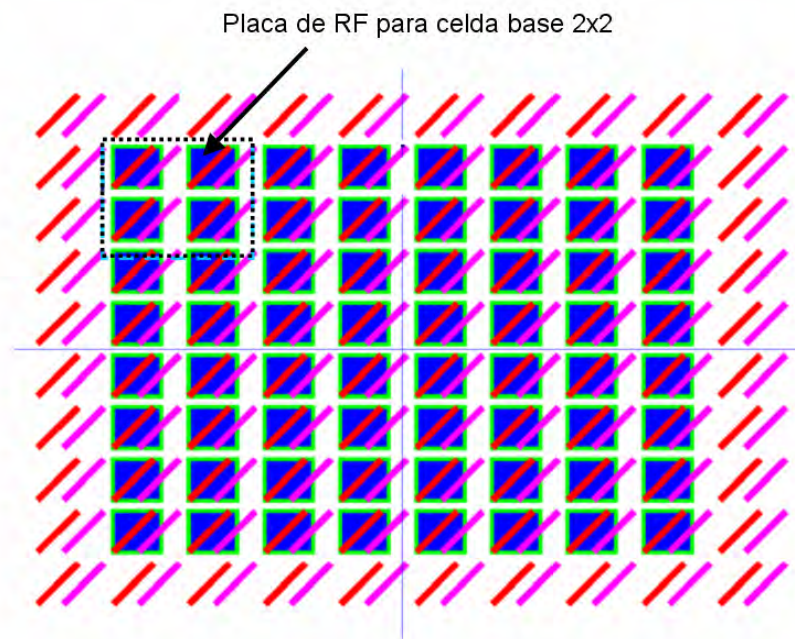
El diseño de esta placa de circuito impreso (“placa WiMAX” o red de alimentación) no es más que una conexión global de las placas de evaluación diseñadas en los capítulos anteriores. De esta manera a priori el diseño será muy sencillo pues bastará con posicionar



los módulos estudiados y conectarlos según el esquema visto en la Fig.3.4. La complicación esta en conseguir un tamaño de circuito impreso resultante lo mas reducido posible, ya que reduciremos el coste de material y conseguiremos una placa resultante mas compacta y ergonómica en el momento de manipulación para el control lógico de los estados y durante el proceso de medida de la misma.

A continuación se comentaran algunos aspectos a tener en cuenta durante el diseño de la misma:

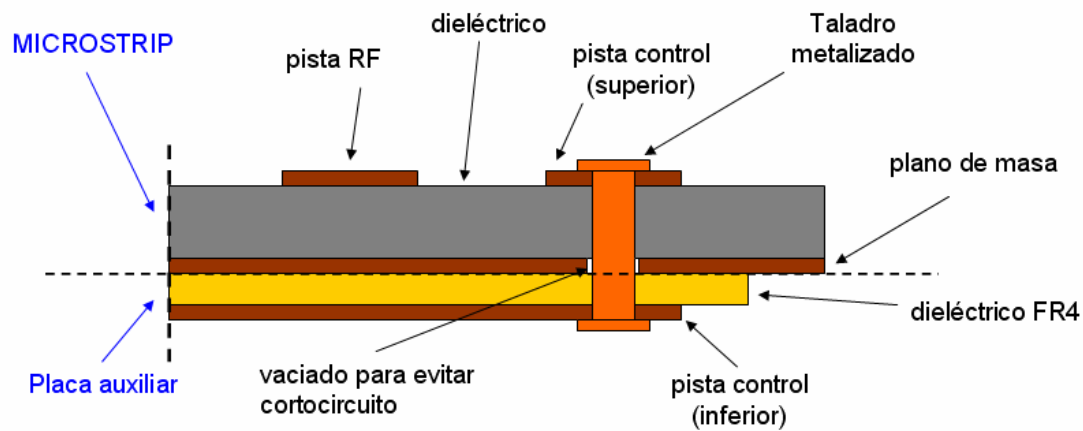
- El tamaño máximo del diseño de la placa de RF viene delimitado principalmente por el tamaño de la celda base 2x2. Esto se debe a que cada red de alimentación conectada a cada celda base, irá en la parte posterior de la antena global (Fig.3.7), justo detrás del plano reflector de la misma e ira fijada mediante unos soportes metálicos atornillados desde cada placa al plano reflector. De esta manera tienen que caber 16 placas de RF (4x4) detrás del plano reflector de la antena global. Esto puede verse en un esquema en la siguiente figura:



**Fig. 6.1** Esquema de la antena WiMAX global con el posicionamiento inicial de las placas de RF.

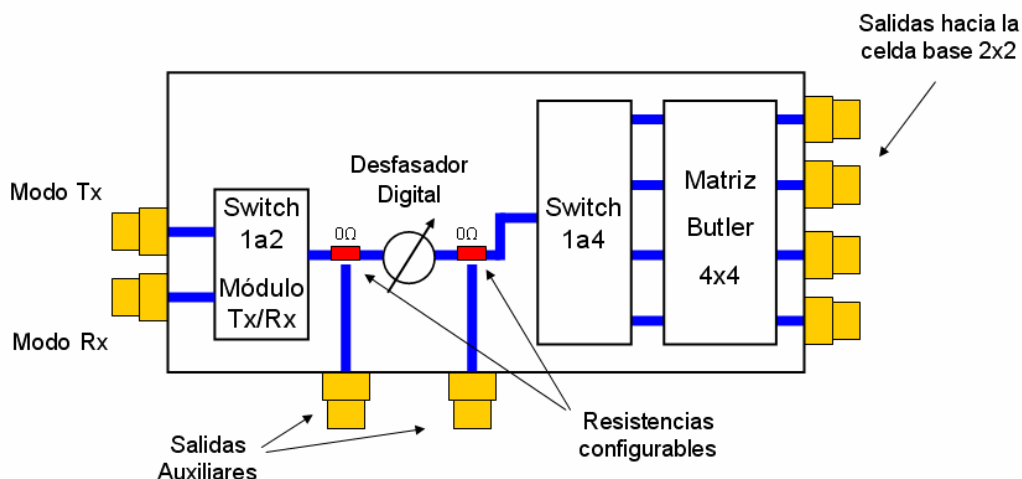
- Por otra parte debe resolverse en este diseño, el error de rutado de la placa de evaluación del Switch 1a4 que se reparó posteriormente a su fabricación. Para ello se ha optado por añadir una placa auxiliar de sustrato FR4 de 0.4mm de grosor con cobre en una cara. De esta manera se podrán trazar pistas de control que atraviesen las pistas de RF por debajo de las líneas microstrip. En la Fig. 6.2 esto puede verse perfectamente en un esquema de un corte transversal de ambas placas unidas mediante un taladro

metalizado que da la continuidad desde la cara superior de la microstrip a la única cara (inferior) de la placa auxiliar que pasa por debajo de las pistas de RF de la microstrip.



**Fig. 6.2** Esquema de la unión de la placa auxiliar con la placa microstrip para el rutado de las pistas de control.

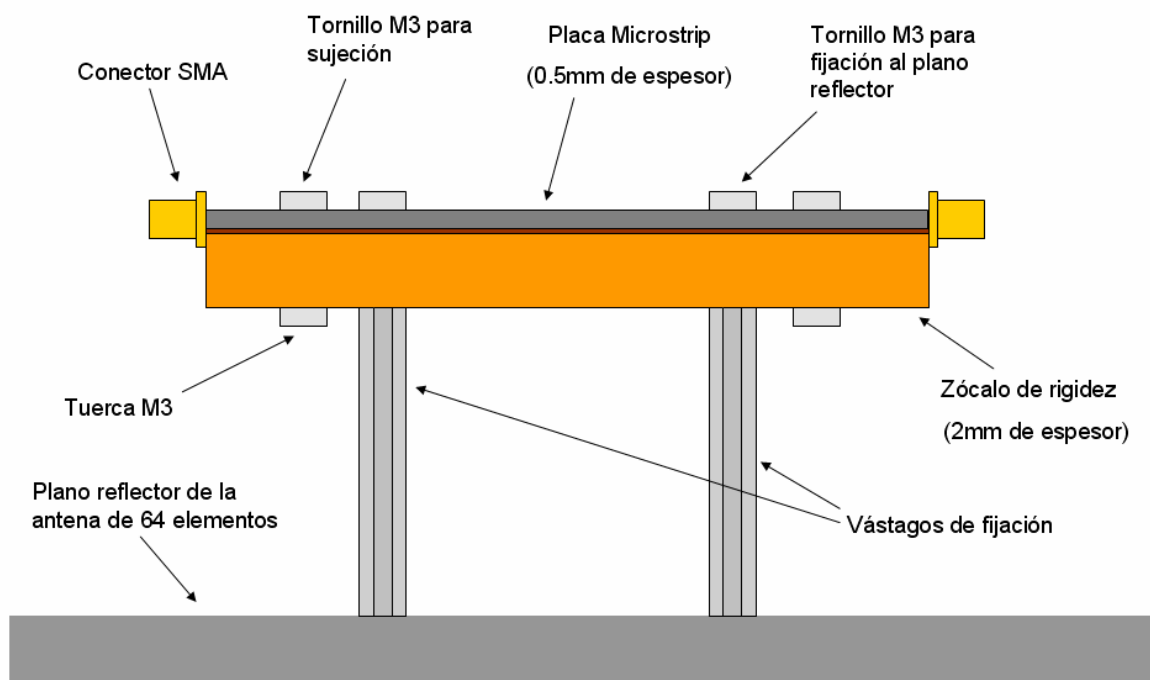
Debido al delicado montaje del desfasador digital y para poder comprobar el correcto funcionamiento de los diferentes módulos en la placa de circuito impreso (microstrip), se van a incluir dos conectores SMA auxiliares para tener acceso independiente a la medición de cada uno de los módulos (Switch de selección TX/RX, desfasador digital y Switch 1a4 con matriz de Butler) por separado. En el esquema de la Fig. 6.3 se muestra el emplazamiento aproximado de los diferentes módulos que forman la placa de RF. Se opta por poner los conectores auxiliares antes y después del desfasador digital, de esta manera, mediante unas resistencias de  $0\Omega$  que se pueden mover para desviar el camino de la señal de radiofrecuencia podemos usar los conectores auxiliares para hacer mediciones de módulos independientes y verificar posibles fallos de funcionamiento.



**Fig. 6.3** Esquema de la red de alimentación WiMAX con dos conectores auxiliares para testear errores.

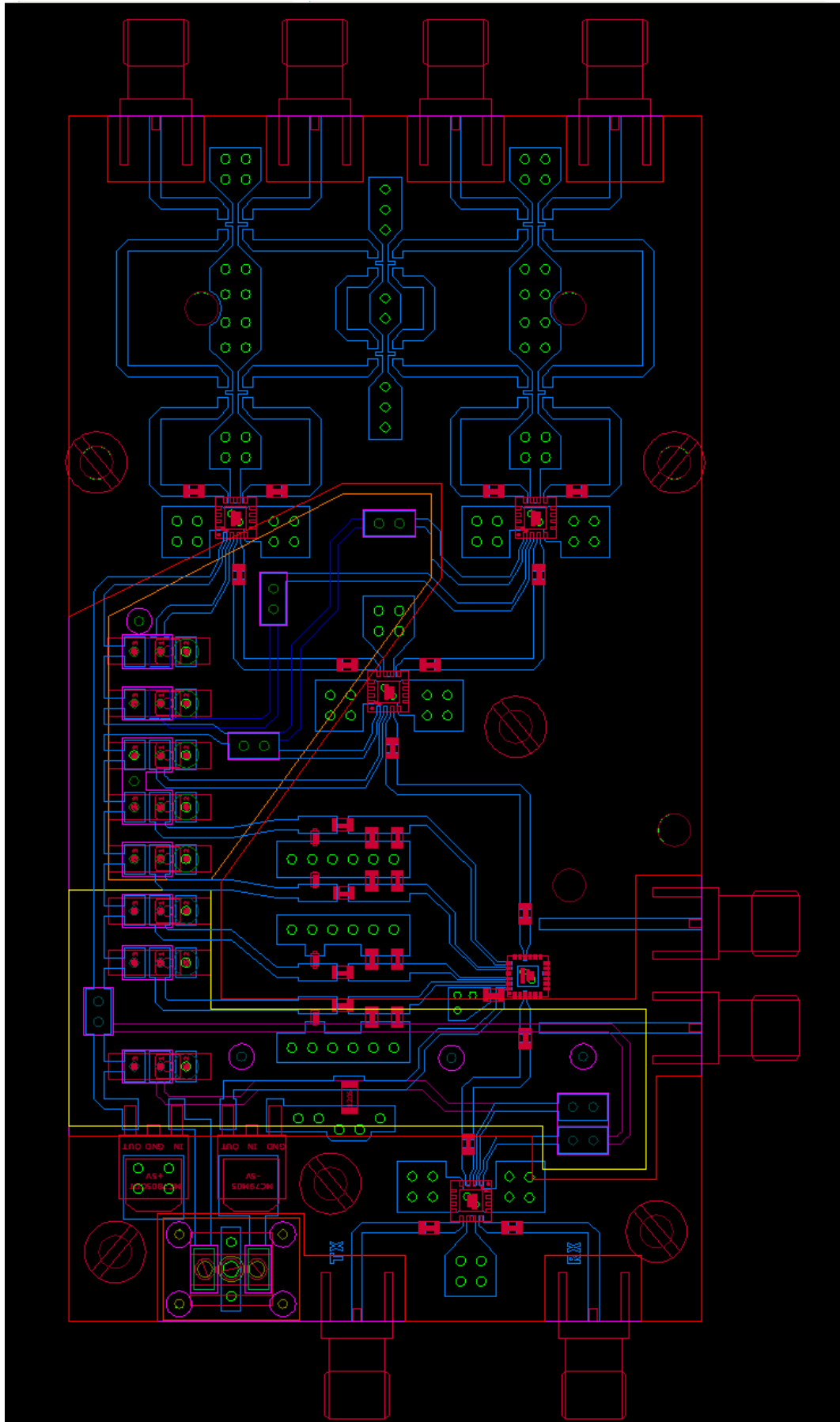
- Otro factor muy importante a tener en cuenta en el diseño de la misma son los agujeros de sujeción que debe tener para poder fijarse a la parte posterior del plano reflector de la antena global de 64 elementos.
- De la misma forma que para las placas de evaluación anteriores, se va a fabricar una placa de un sustrato más grueso (zócalo) que irá atornillada en la parte de abajo de la placa de circuito impreso mediante otros agujeros diferentes a los de sujeción. Con esto conseguiremos dar una mayor rigidez y evitar así alguna posible rotura del circuito impreso por la tensión que generen los cables de conexionado en los conectores SMA.

El diámetro de todos los agujeros de paso para las sujeciones de la placa de rigidez y de los vástagos de fijación al plano reflector serán de 3.2mm para poder usar tornillos de M3.

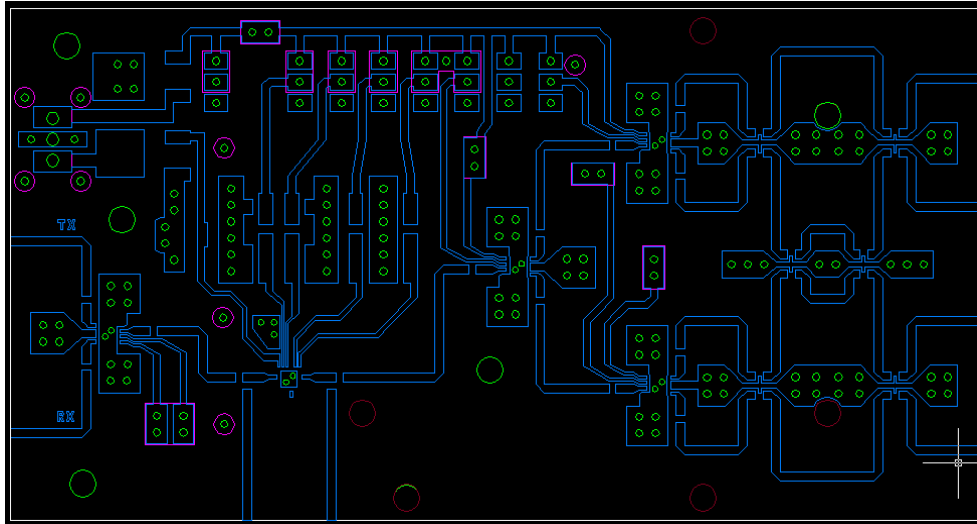


**Fig. 6.4** Esquema de la red de alimentación WiMAX junto con el zócalo de rigidez y los tornillos de sujeción de ambas placas y de fijación a la antena global.

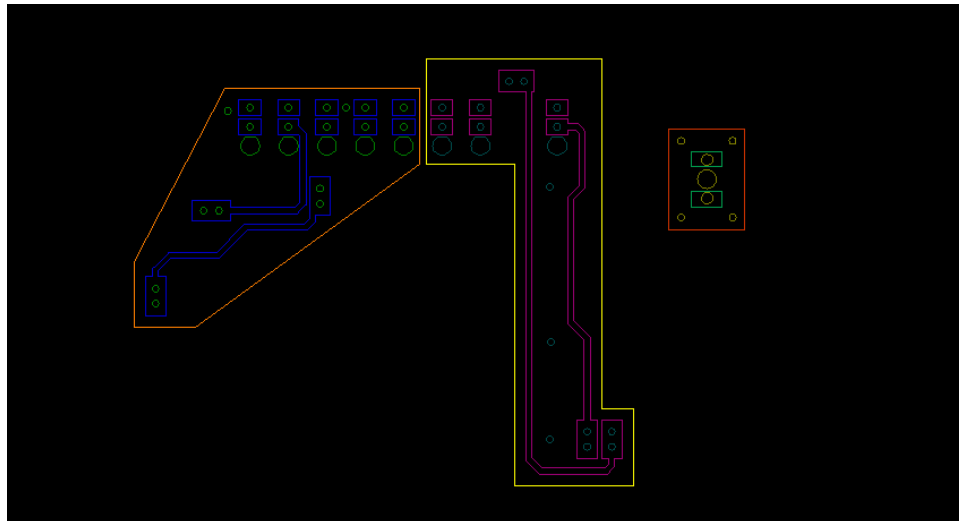
A continuación mostraremos el diseño final de la placa de circuito impreso WiMAX junto con el resto de placas auxiliares y zócalos por separado.



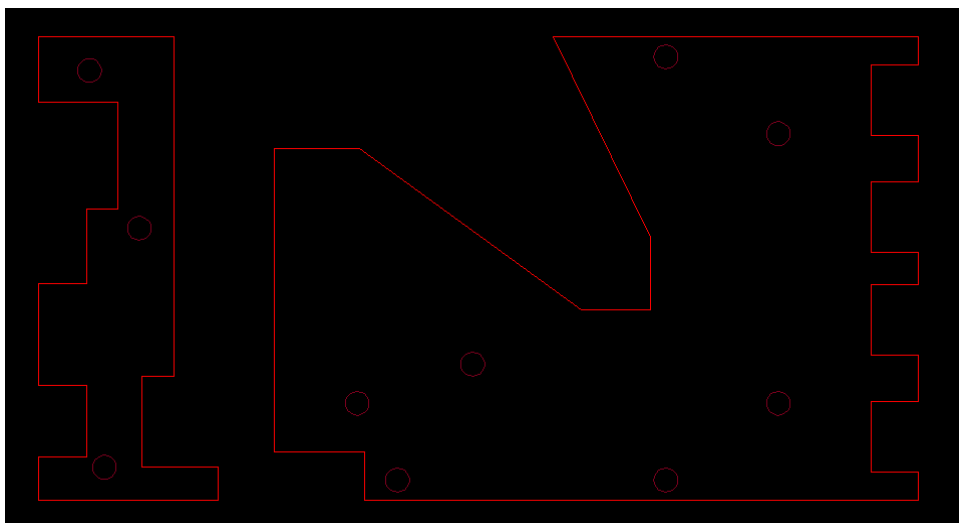
**Fig. 6.5** Diseño final de la red de alimentación WiMAX completa.



**Fig. 6.6** Diseño de las pistas de la cara superior, taladros y vaciados del plano de masa de la placa microstrip.



**Fig. 6.7** Diseño de las placas auxiliares para el rutado de las pistas de control por la cara inferior.

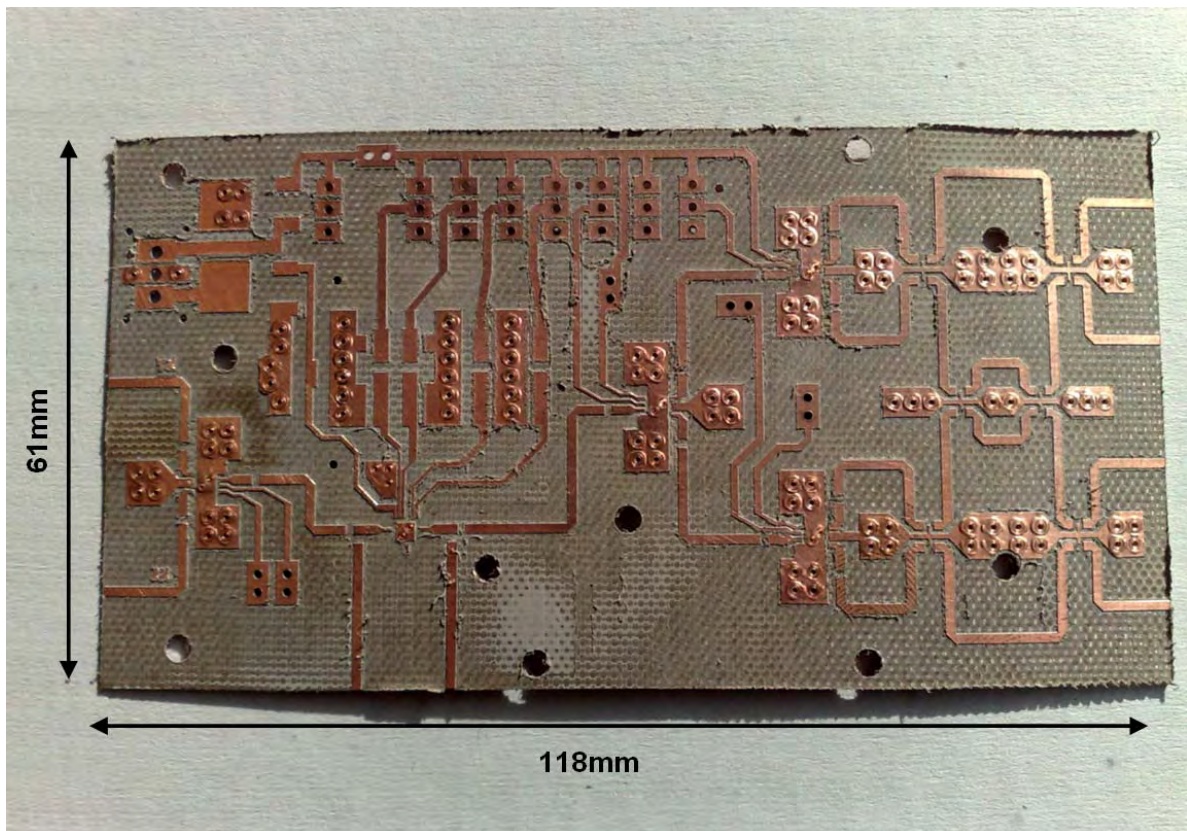


**Fig. 6.8** Diseño de los zócalos que aportan rigidez a la placa de circuito impreso.

### 6.3 FABRICACIÓN DE LA RED DE ALIMENTACIÓN:

De igual manera que las placas de evaluación, para la fabricación de la placa de circuito impreso de la red de alimentación generamos un archivo Gerber (\*.GBR) a partir de los diseños en AutoCAD de las Figuras 6.6, 6.7 y 6.8 representadas anteriormente.

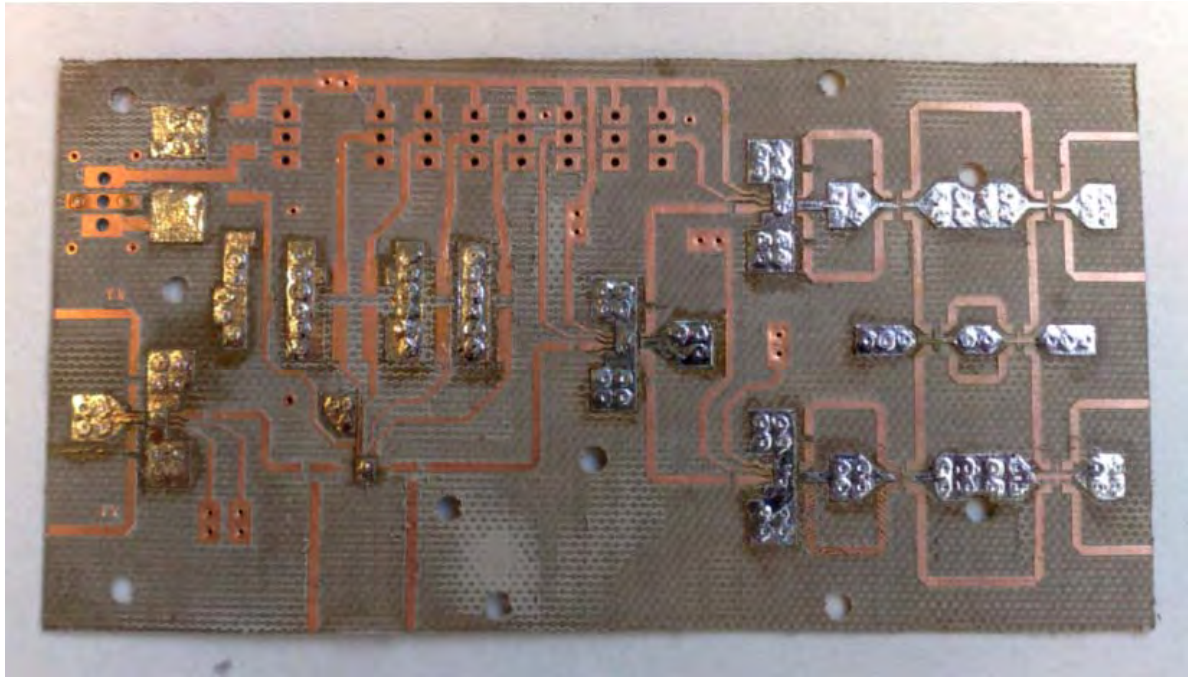
Una vez con este fichero de construcción y mediante la máquina de control numérico obtenemos la placa de circuito impreso microstrip. Después de esto procedemos a metalizar los taladros mediante los remaches de cobre vistos en la Fig. 4.2.



**Fig. 6.9** Cara superior de la placa microstrip de la red de alimentación con los taladros metalizados.

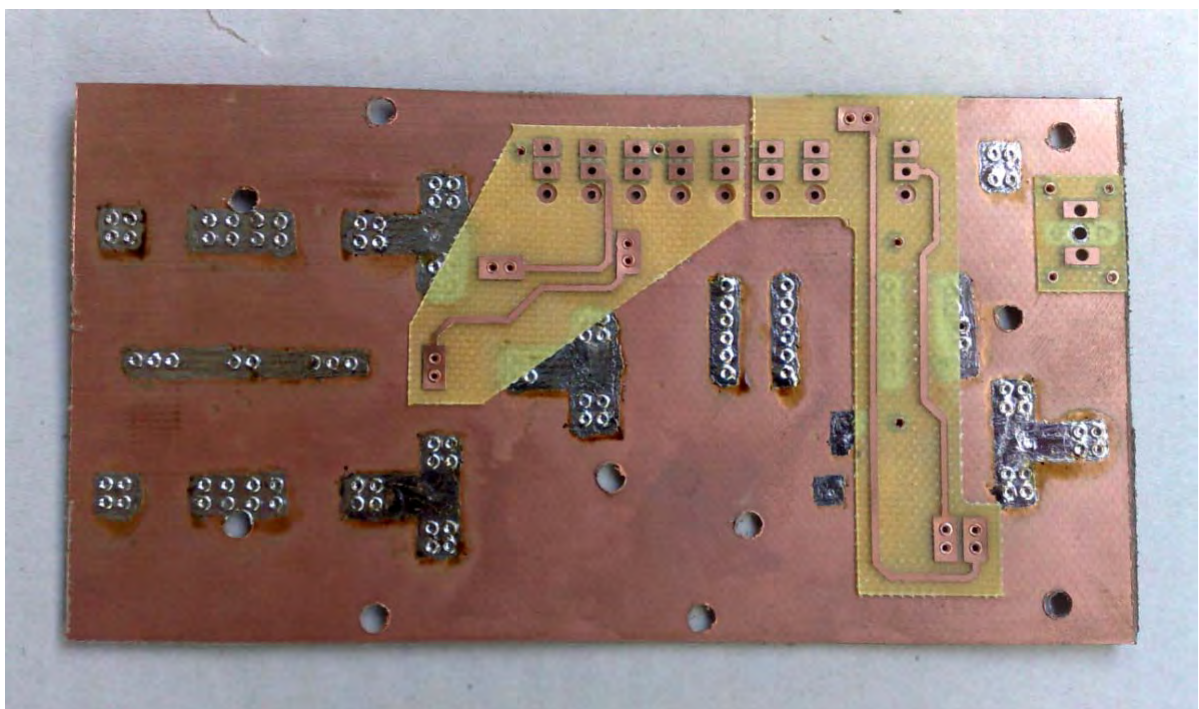
Para garantizar el buen contacto de los remaches y dar una buena continuidad entre las zonas de masa de la cara superior con el plano de masa inferior de la microstrip se deposita una delgada capa de estaño en la parte superior como en la parte inferior de las zonas de los taladros metalizados (Fig. 6.10).





**Fig. 6.10** Cara superior de la red de alimentación con los talados metalizados estañados.

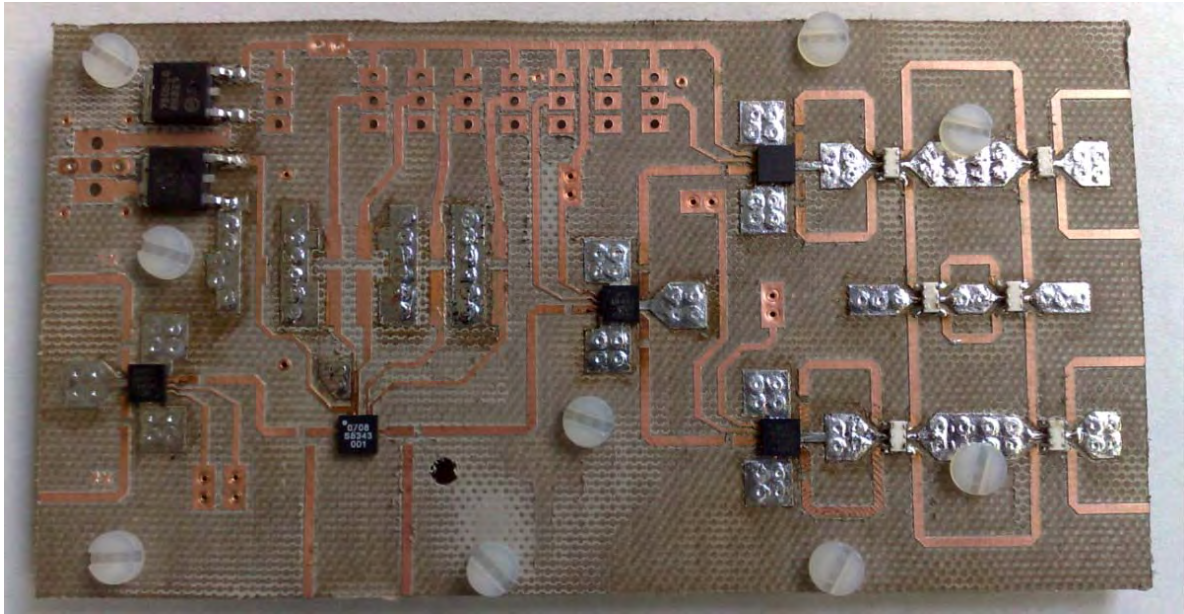
Antes de empezar a montar componentes, fijamos las placas auxiliares de FR4 explicadas en la Fig. 6.2 a la placa microstrip, tal como se muestra en Fig. 6.11. Esto lo hacemos mediante los propios taladros metalizados que dan continuidad desde la cara superior a dichas placas y mediante varios remaches extra para asegurar una buena sujeción en cada una de ellas.



**Fig. 6.11** Cara inferior de la red de alimentación con las placas auxiliares unidas mediante taladros metalizados.

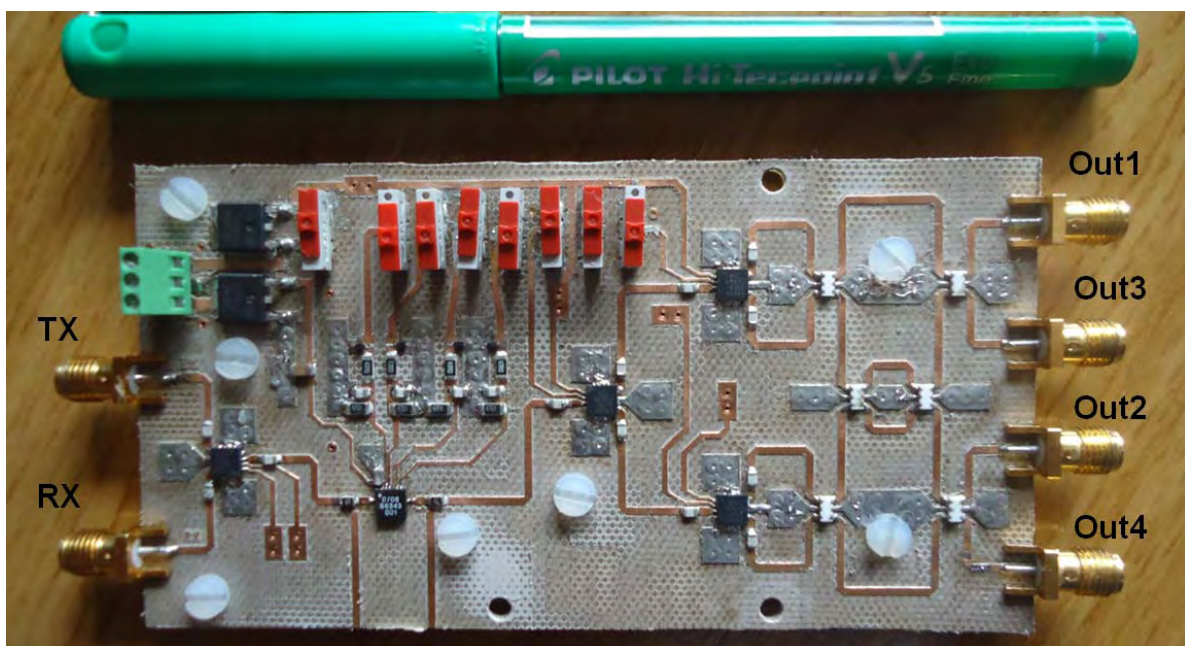


En el siguiente paso, montamos todos los circuitos integrados evaluados en los capítulos anteriores y nos aseguramos mediante el polímetro que todos los pines están conectados correctamente y no hay ningún cortocircuito entre las líneas de RF y alimentación y control con masa.



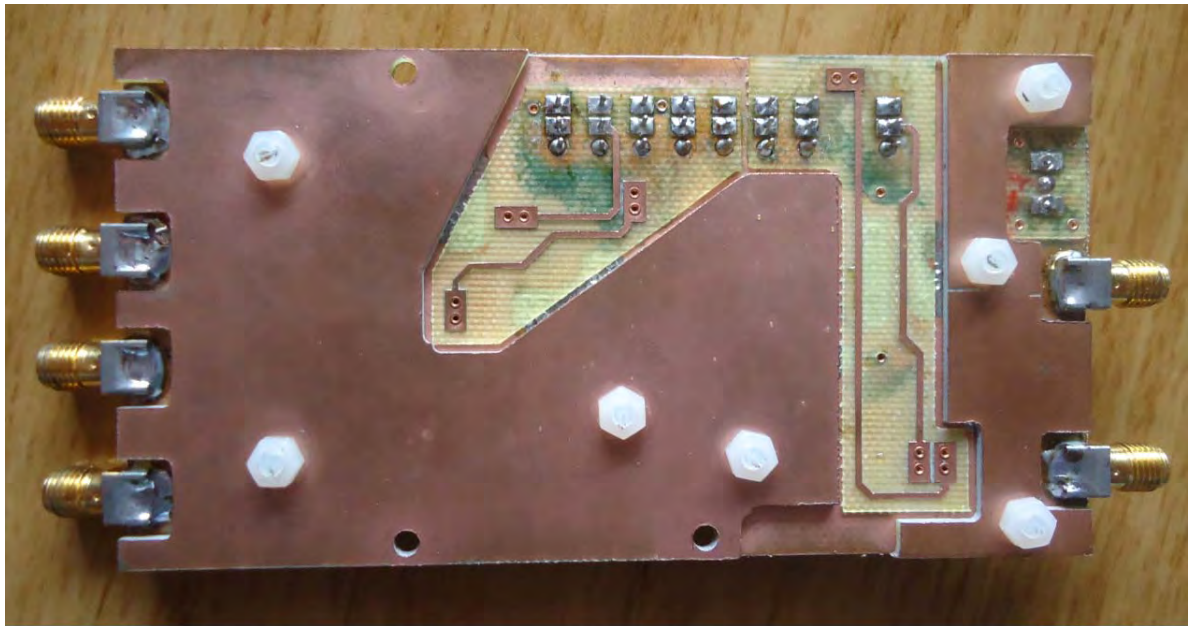
**Fig. 6.12** Cara superior de la red de alimentación con los circuitos integrados soldados.

Por último soldamos los componentes que faltan como resistencias, condensadores de filtro y de desacoplo, switches de conmutación, clema de alimentación y conectores SMA. El resultado final puede verse en las siguientes figuras:



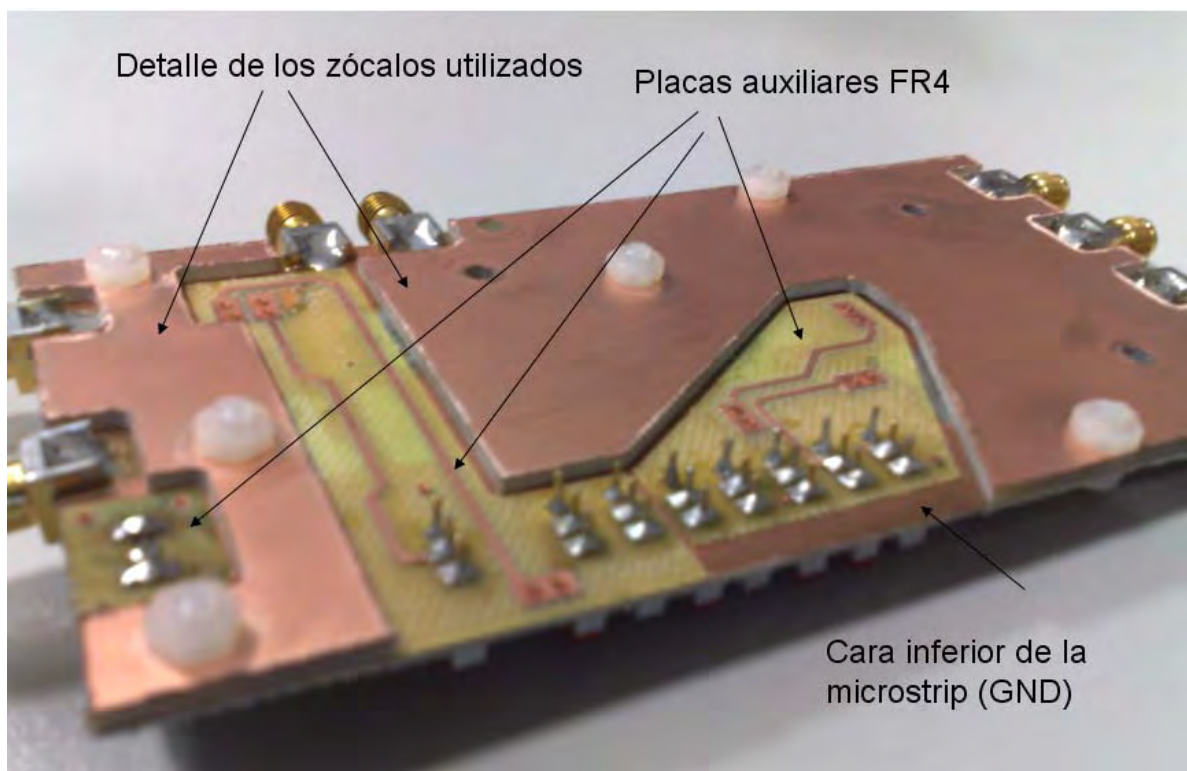
**Fig. 6.13** Vista superior de la fabricación completa de la red de alimentación WiMAX.





**Fig. 6.14** Vista posterior de la fabricación completa de la red de alimentación WiMAX.

En la siguiente figura se detallan algunos elementos explicados en los esquemas anteriores donde se describen la utilización de las placas auxiliares de fibra (FR4) para el rutado de las pistas de control de la cara inferior (Fig. 6.2) y el uso de un zócalo para aportar mas rigidez al conjunto (Fig. 6.4).

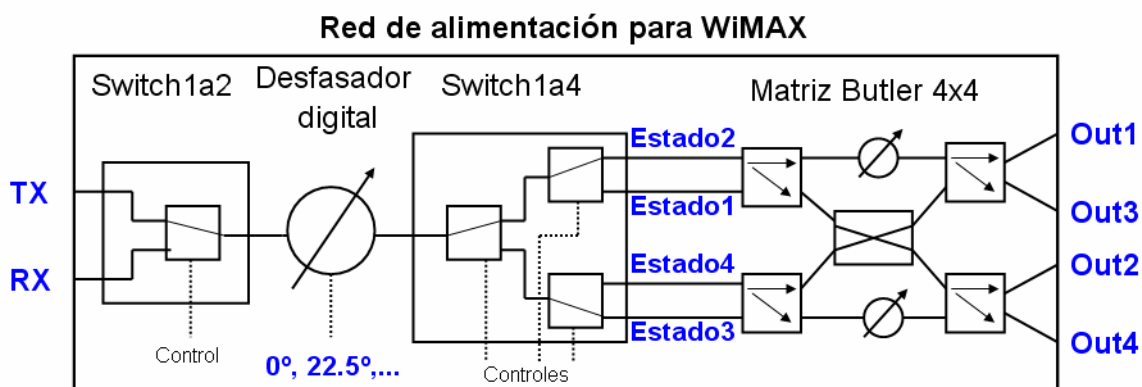


**Fig. 6.15** Detalle de la vista posterior de la red de alimentación WiMAX.

## 6.4 MEDIDAS Y RESULTADOS DE LA RED DE ALIMENTACIÓN:

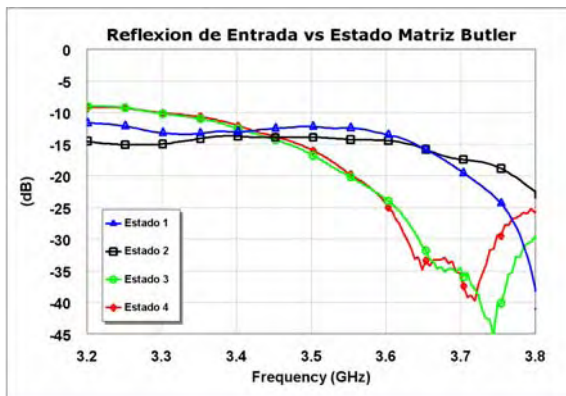
En este apartado vamos a caracterizar el comportamiento de la red de alimentación WiMAX fabricada en los laboratorios de la EPS. Para ello obtendremos su matriz de parámetros S (\*.s6p) mediante el analizador de redes. Debido a que existen multitud de combinaciones posibles de funcionamiento, solo lo determinaremos para el modo de funcionamiento TX en el estado de desfase  $0^\circ$  del desfasador digital y los cuatros estados posibles de la matriz de Butler. Posteriormente se realizaran medidas concretas para medir diferentes características, teniendo en cuenta los diferentes estados del desfasador digital y de la matriz de Butler.

Primeramente, en la siguiente Fig. 6.16 se describe la notación que se ha tenido en cuenta para denotar el camino que sigue la señal de RF según los diferentes estados de los módulos independientes de la red de alimentación, así como el nombre que se le da a los puertos de la misma en las representaciones gráficas.

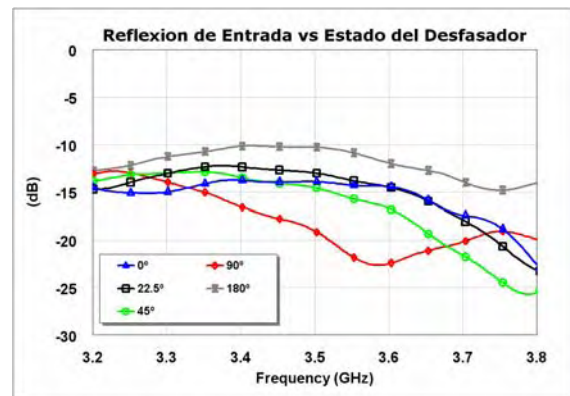


**Fig. 6.16** Asignación del nombre de los puertos y estados de funcionamiento de la red de alimentación.

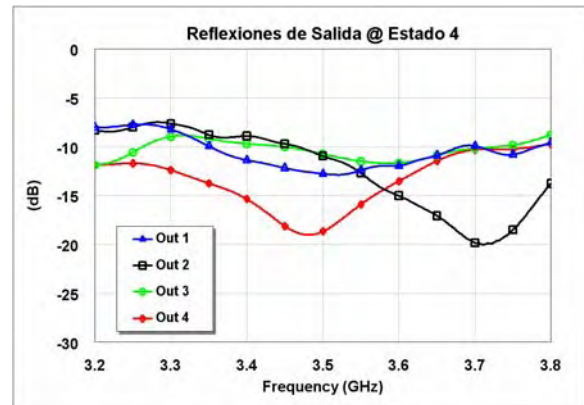
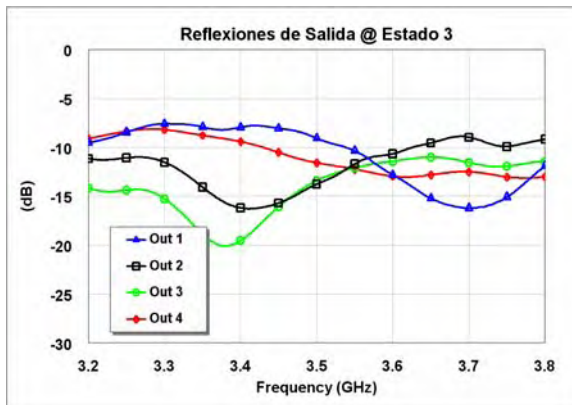
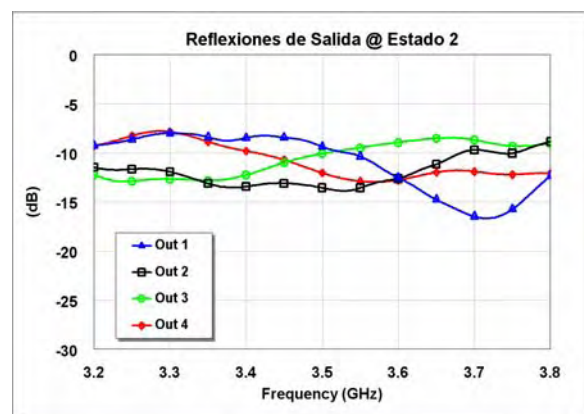
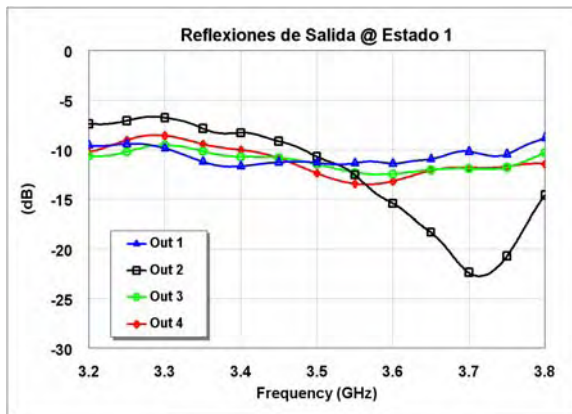
A continuación mostramos los resultados de reflexión obtenidos de las medidas de la red de alimentación WiMAX:



**Fig. 6.17** Reflexiones de entrada en cada estado de la matriz de Butler para el estado del desfasador  $0^\circ$ .



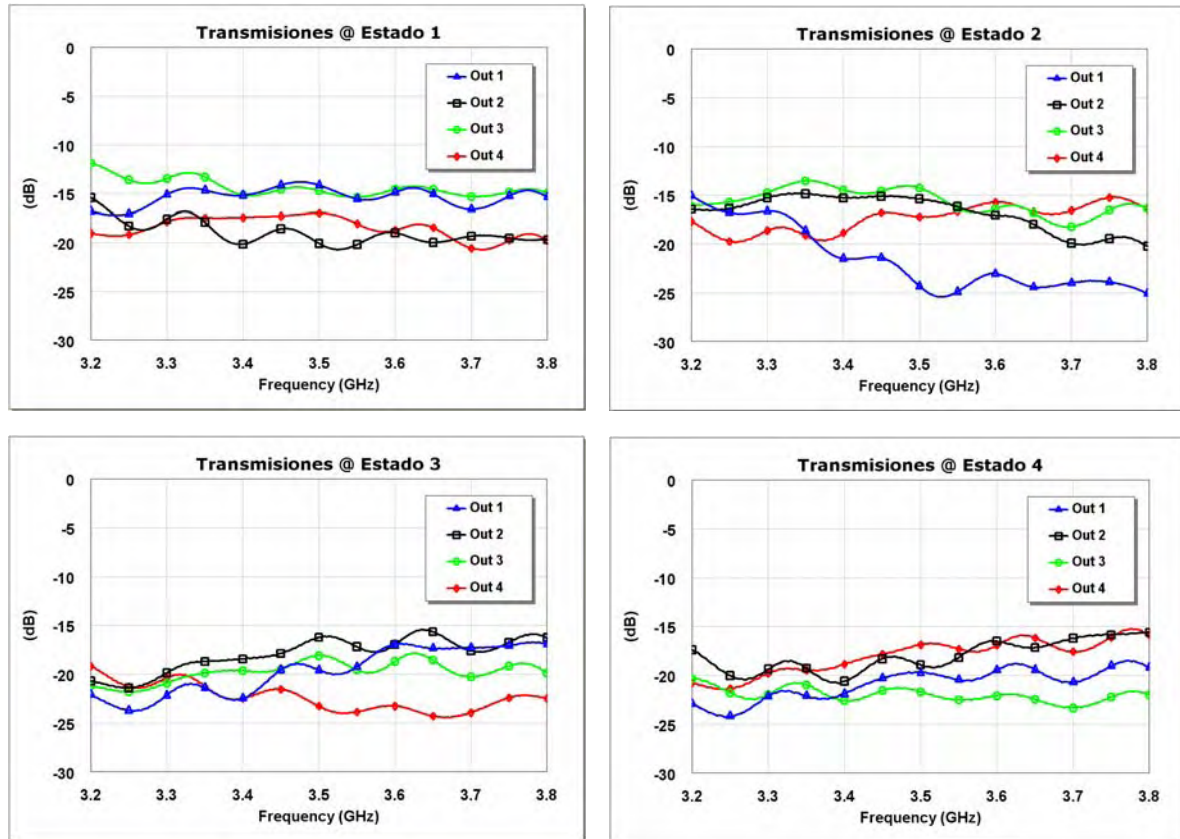
**Fig. 6.18** Reflexiones de entrada en un estado de la matriz de Butler y diferentes estados del desfasador.



**Fig. 6.19** Reflexiones de salida en para cada estado de la matriz de Butler en el estado del desfasador  $0^\circ$ .

Los resultados de la reflexión de entrada en cada estado de la matriz de Butler (Fig. 6.17) están dentro de los márgenes suficientes de diseño (por debajo de -10dB) aunque se observa que según que estado del desfasador se elija (Fig. 6.18), estas reflexiones varían en mayor o mejor medida (aprox. 5dB). Respecto a las reflexiones en las salidas son malas en todos los estados de la matriz de Butler (Fig. 6.19), pues en todas hay alguna salida desadaptada (valores por encima de -10dB).

En las siguientes figuras representamos los parámetros de transmisión en módulo (Fig.6.20) y fase relativas (Fig. 6.21) desde la entrada (puerto TX) hacia las salidas (Out1, Out2,..., Out4) en cada estado de la matriz de Butler para el estado del desfaseador  $0^\circ$ .



**Fig. 6.20** Transmisiones de la red de alimentación para cada estado de la matriz de Butler en el estado del desfaseador  $0^\circ$ .

Vemos como los coeficientes de transmisión son bajos en todas las salidas, esto es debido a las pérdidas de cada módulo individual que forman la red de alimentación. En la Tabla 6.1 haciendo un cálculo aproximado de las transmisiones que teníamos en los diferentes módulos junto con las que deberíamos de obtener en la red de alimentación:

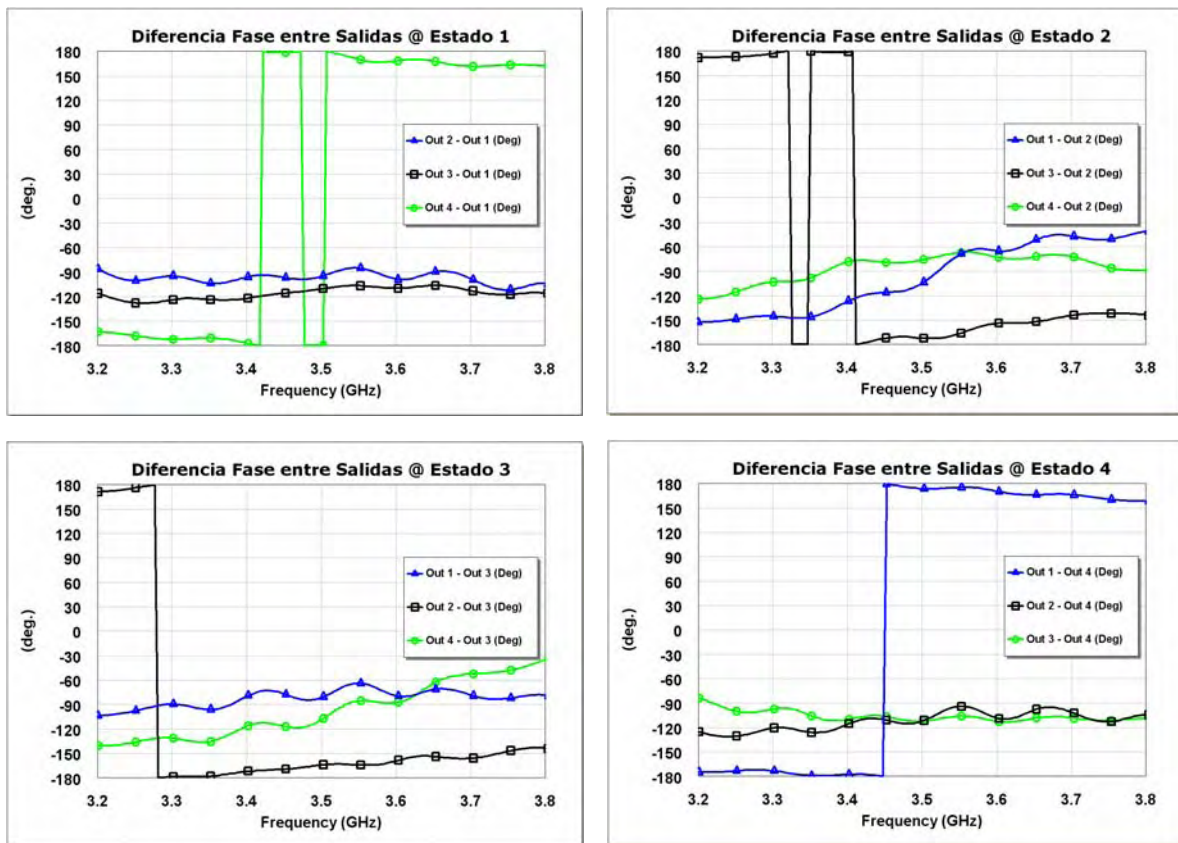
Módulo de RF	Transmisión (dB)
Switch 1a2	-1.5
Desfaseador	entre -3 y -5
Switch 1a4	-3
Matriz Butler	entre -6 y -8
Red de Alimentación	entre -15 y -18

**Tabla 6.1** Cálculo aproximado de las transmisiones obtenidas en la red de alimentación WiMAX.



Se comprueba como los valores en las transmisiones a pesar de ser bajos están en los límites normales (entorno a -18dB), aunque se ve como en algún estado seleccionado (por ejemplo el 2) alguna salida presenta bastante menos nivel (-24dB) sin saber a que puede ser debido. También es destacable la gran variabilidad existente entre los niveles de salida, que rondan los 5dB, en parte debidas de la variabilidad existente entre las salidas de la matriz de Butler (apartado 5.5). Esto afectara negativamente al apuntamiento de la celda base 2x2 en los diferentes estados de funcionamiento así como en la antena global de 64 elementos descrita en [10].

Las diferencias de fase relativas entre salidas de la red de alimentación, se representan a continuación en la Fig. 6.21:

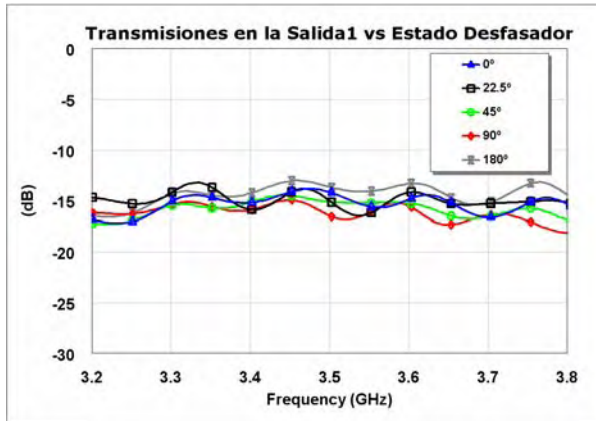


**Fig. 6.21** Diferencia de fases entre salidas de la red de alimentación para cada estado de la matriz de Butler en el estado del desfaseador 0°.

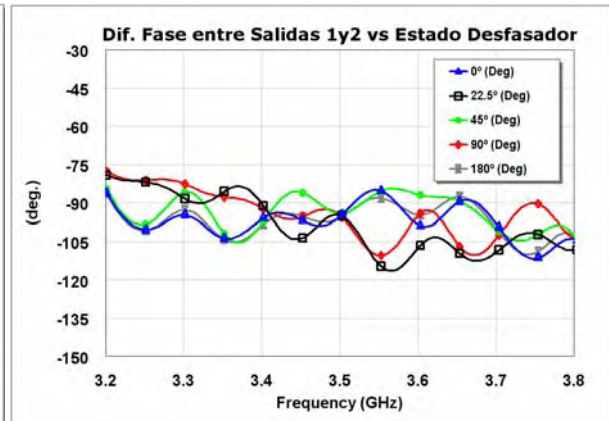
Comparando estos resultados (Fig. 6.21) con los obtenidos en la matriz de Butler para arrays 2D del apartado 5.5 (Fig. 5.35), ambos se parecen bastante, es decir, aunque si ha habido un empeoramiento entre los niveles de salida de la red de alimentación al unir todos los módulos independientes, las diferencias de fase entre salidas han permanecido

casi inalteradas. Los mejores resultados los presentan los estados 1 y 4 por presentar unas diferencias de fase más constantes en la banda de trabajo.

A continuación se representa la variación que produce el cambio de estado del desfasador digital sobre el coeficiente de transmisión de una salida (Fig. 6.22) y la diferencia de fase relativa entre dos salidas (Fig. 6.23) de la red de alimentación para un estado fijo de la matriz de Butler (Estado 1).



**Fig. 6.22** Transmisiones en la salida 1 de la red de alimentación para el estado 1 de la matriz de Butler en diferentes estados del desfasador digital.

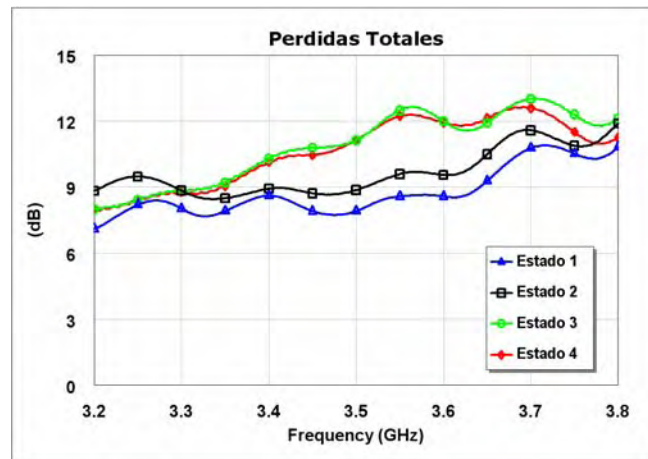


**Fig. 6.23** Diferencia de fases entre salidas 1 y 2 de la red de alimentación para el estado 1 de la matriz de Butler en diferentes estados del desfasador digital.

Como vemos el desfasador digital introduce pequeñas variaciones de nivel de señal (aprox. 2dB) en una misma salida de la red de alimentación (Fig. 6.22), así como hasta 15° de variación en la diferencia de fases entre dos mismas salidas (Fig. 6.23).

Al igual que con las reflexiones (Fig. 6.18), este hecho afecta negativamente a la antena global [11], pues los apuntamientos se verán degradados por las variaciones de nivel y fase que producirán los diferentes estados del desfasador entre las celdas 2x2 que forman la antena de 64 elementos.

Por último obtendremos las pérdidas totales que presenta el circuito para cada estado de la matriz de Butler y comprobaremos que se correspondan con el valor teórico que deberían de presentar al sumar las perdidas independientes de cada módulo individual que forma la red de alimentación. Para ello utilizaremos la ecuación (5.6) pero para el caso de 6 puertos.



**Fig. 6.24** Perdidas totales de la red de alimentación WiMAX para todos los estados de la matriz de Butler en el estado del desfasador 0°.

En la Tabla 6.2 se representan las pérdidas totales teóricas que debería de presentar la red de alimentación de a partir de las existentes en los diferentes módulos individuales que la forman.

Módulo de RF	Perdidas (dB)
Switch 1a2	1.5
Desfasador	4.5
Switch 1a4	3
Matriz Butler	2
<b>Red de Alimentación</b>	<b>aprox. 11</b>

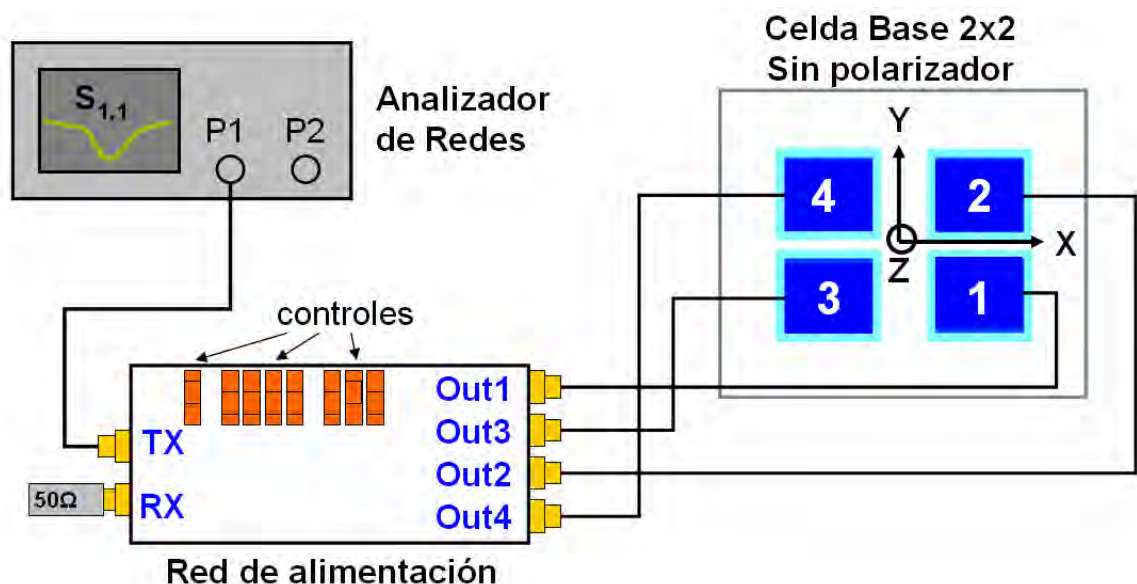
**Tabla 6.2** Calculo aproximado de las perdidas totales obtenidas en la red de alimentación WiMAX.

Comparando la Fig. 6.24 y la Tabla 6.2 vemos como las perdidas totales en ambos casos se corresponden, pues obtenemos valores entre 9 y 12dB según los diferentes estados de la matriz de Butler utilizados y en los valores teóricos, obtenemos un valor medio de 11dB. A pesar de ser un valor alto, esto no debe preocupar demasiado pues se compensara con los amplificadores que dispone el transceptor de WiMAX (de hasta 50dB de ganancia) utilizado en la conversión de la banda de trabajo a FI y viceversa [C.5]. De esta manera se podrán igualar de forma independiente las diferentes pérdidas existentes entre las 16 redes de alimentación que formaran el sistema completo de alimentación de la antena global.

## 6.5 RED DE ALIMENTACIÓN CON CELDA BASE 2X2 EN POLARIZACIÓN LINEAL:

En este aparatado se van a estudiar los resultados de conectar la red de alimentación para WiMAX fabricada, con la celda base 2x2 en polarización lineal, es decir, sin el polarizador externo. Para ello se han realizado diferentes estudios:

- Reflexión de entrada en la red de alimentación para el modo TX de la antenna, en diferentes estados de la matriz de Butler (diferentes apuntamientos de la antenna) junto con los dieciséis estados posibles del desfasador digital. Esto se realizara fácilmente mediante el analizador de redes de la EPS y utilizando los conmutadores de estado de los diferentes elementos de la red de alimentación. En la siguiente figura se ilustra un esquema de cómo se a realizado esta medida.



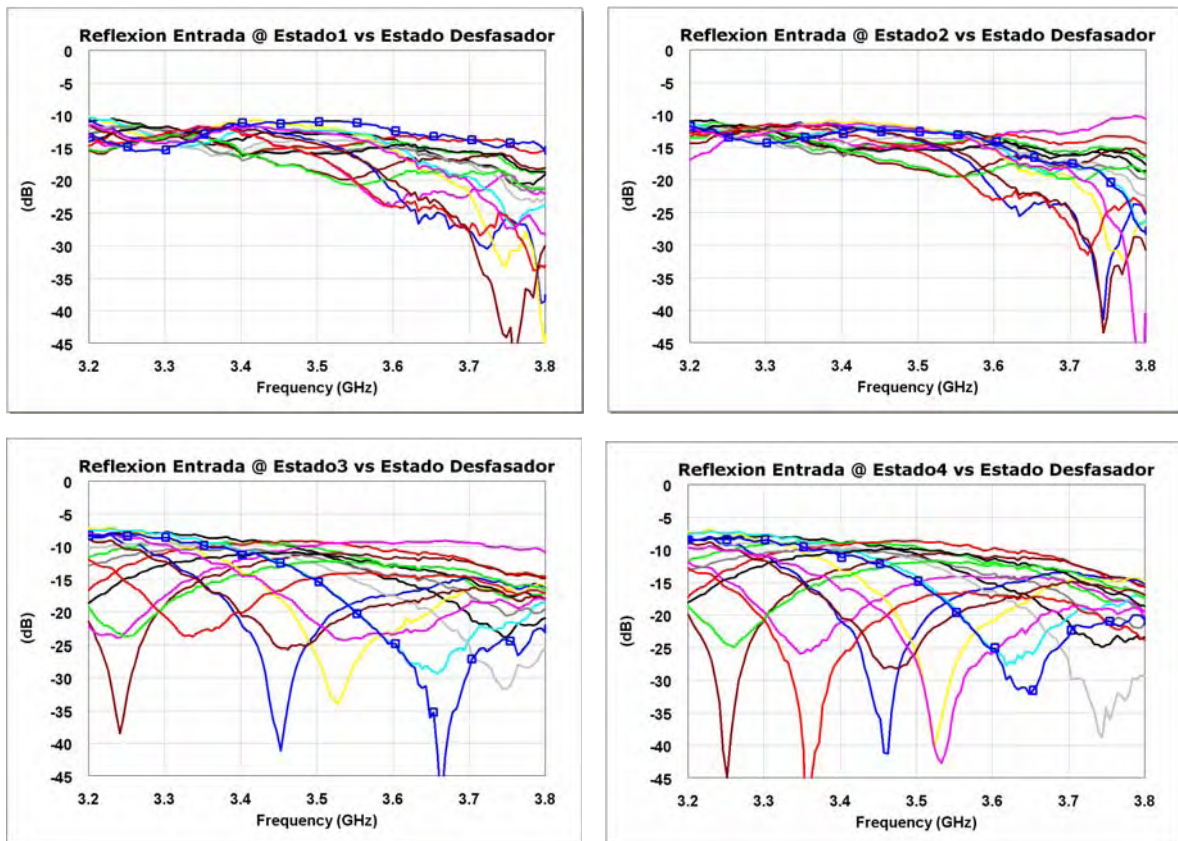
**Fig. 6.25** Esquema de conexionado de la red de alimentación con la celda base 2x2 sin polarizador para medir la reflexión de entrada en modo TX, en diferentes estados de la matriz de Butler y del desfasador digital.

- Simulación y medida del diagrama de radiación de la celda base 2x2 en un estado de la matriz de Butler (estado 1) y con el estado del desfasador  $0^\circ$ . Dependiendo de que estado de la matriz de Butler se seleccione, la antenna apuntara a un cuadrante diferente según lo explicado en [11] y en el artículo [12]. El estado del desfasador digital no afectara al patrón de radiación de la celda base ya que el desfase relativo que provoque será el mismo para las cuatro salidas (out1,..., out4), solo teniendo utilidad en la antenna global donde si que provocará un desfase relativo entre las celdas 2x2 adyacentes.



El motivo de solo realizar una medida en la cámara anecoica es puramente económico, ya que cada medida requiere de bastante tiempo para la realización. Además los cuatro estados de apuntamiento (debidos a la matriz de Butler) son simétricos, por ello, basta con medir uno para saber como serán los tres restantes.

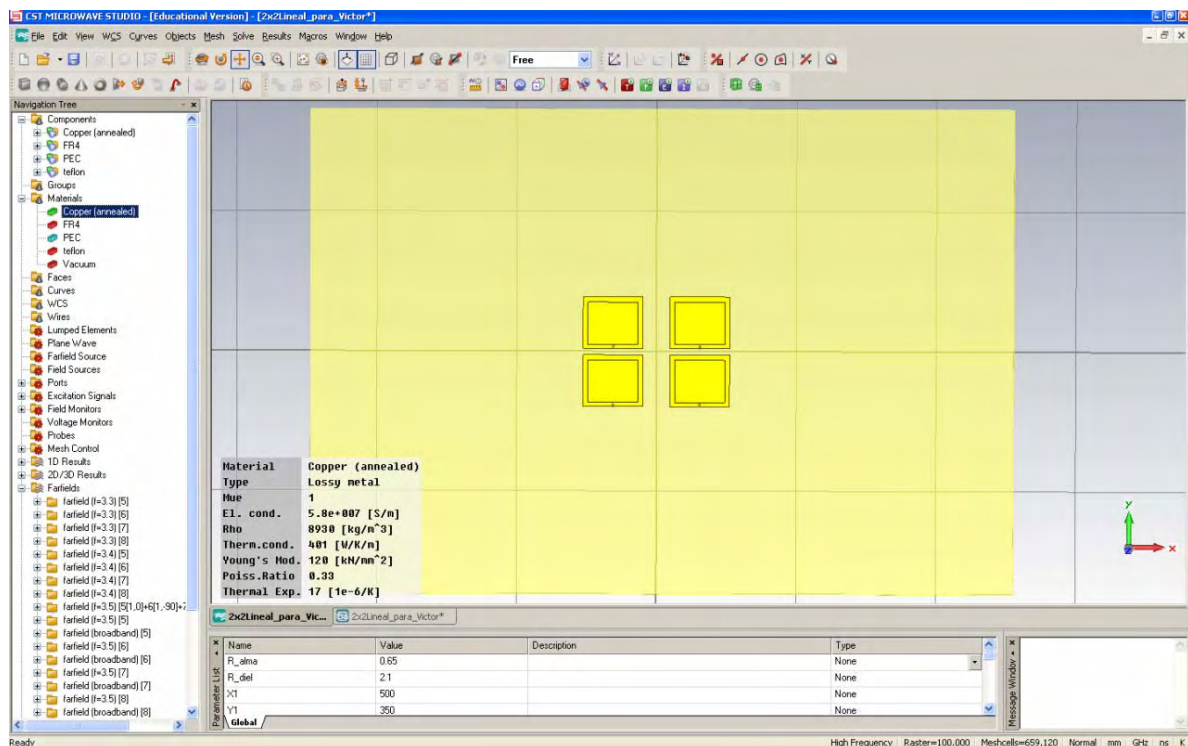
A continuación se muestran las medidas de la reflexión de entrada según el esquema de la Fig. 6.25.



**Fig. 6.26** Reflexión de entrada en modo TX de la red de alimentación con la celda 2x2 en polarización lineal para diferentes estados de la matriz de Butler en todos los estados del desfasador digital.

Como vemos, sigue existiendo mucha variabilidad debida al estado del desfasador seleccionado, a pesar de esto todas las medidas, salvo en los estados 3 y 4 de la matriz de Butler, están por debajo de -10dB, que marca el límite mínimo de adaptación. Si comparamos las medidas resaltadas con un cuadrado (■), que corresponden al estado de fase del desfasador 0°, y las comparamos con la Fig. 6.17 (reflexión de entrada de la red de alimentación para el estado 0°), vemos como apenas han cambiado al sustituir los puertos de salida de la red de alimentación de cargas de 50Ω por los terminales de la celda base2x2 sin polarizador, lo que implica una buena adaptación del array 2x2 diseñado en [6].

Mediante el entorno de simulación **CST** podemos realizar una simulación electromagnética de la celda 2x2 (sin polarizador y con polarizador), en este caso para polarización lineal, sin polarizador. Primeramente utilizaremos un fichero de AutoCAD \*.dxf para importar al entorno de simulación los objetos que forman el array 2x2 (los parches inferiores, superiores, puertos de alimentación,...) con sus medidas reales. Posteriormente realizaremos la configuración de alturas, espesores y materiales de las diferentes capas y objetos que lo forman, según la tabla que aparece en la Fig. 3.2. El resultado final puede verse en la Fig. 6.27.



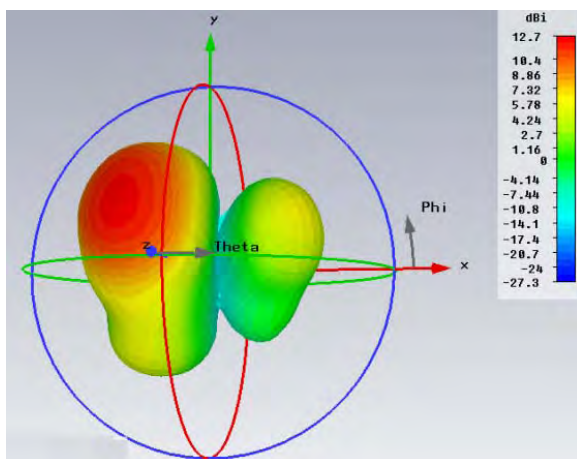
**Fig. 6.27** Captura de pantalla del entorno del CST con el diseño de la celda 2x2 sin polarizador.

Después de simular la estructura en diferentes frecuencias de la banda de trabajo (3.3, 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7GHz), procedemos a alimentar los puertos de la antena (1, 2, 3 y 4) según la configuración de amplitudes y fases relativas que producirá la red de alimentación en el estado de la matriz de Butler deseado, en este caso el estado 1. En la Tabla 6.3 se detallan los valores de amplitud y fase relativos entre puertos utilizados para la simulación del estado 1 de la matriz de Butler.

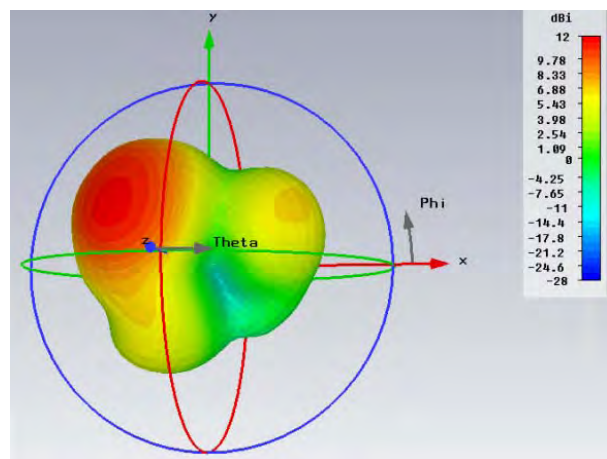
Puertos	Teórico		Medido 3.3GHz		Medido 3.4GHz		Medido 3.5GHz		Medido 3.6GHz		Medido 3.7GHz	
	Nivel	Fase	Nivel	Fase	Nivel	Fase	Nivel	Fase	Nivel	Fase	Nivel	Fase
1	1	0	0.7	0	0.7	0	0.8	0	0.72	0	0.6	0
2	1	-90	0.53	-94	0.4	-96	0.4	-95	0.44	-98	0.44	-98
3	1	-90	0.84	-124	0.7	-122	0.75	-110	0.75	-11	0.69	-112
4	1	-180	0.51	-172	0.54	-177	0.56	-180	0.64	168	0.4	162

**Tabla 6.3** Valores teóricos y medidos de los puertos de salida de la red de alimentación WiMAX en el estado 1 de la matriz de Butler.

Para ver a grandes rasgos el efecto que produce esta no idealidad en las salidas de la red de alimentación con respecto a los valores teóricos, en la siguiente figura se ilustra una imagen de comparación del patrón de radiación en 3D, de la celda base alimentada según los valores teóricos contra los medidos.

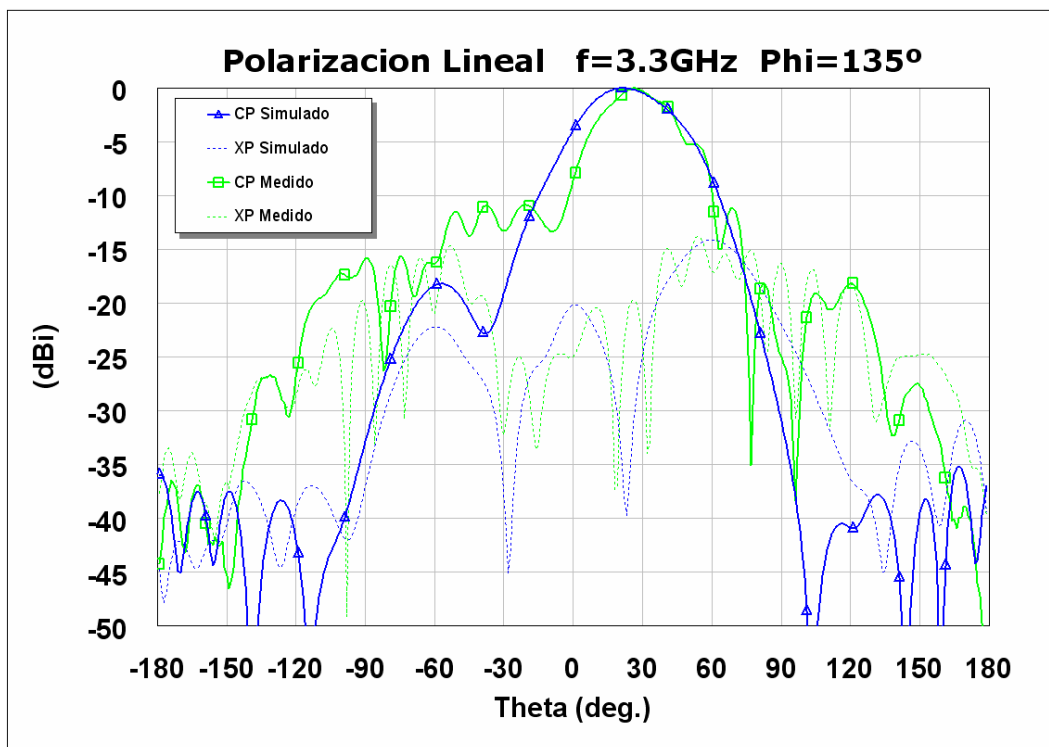


**Fig. 6.28** Patrón de radiación de la celda 2x2 sin polarizador alimentada según los valores teóricos para el estado 1 de la matriz de Butler.

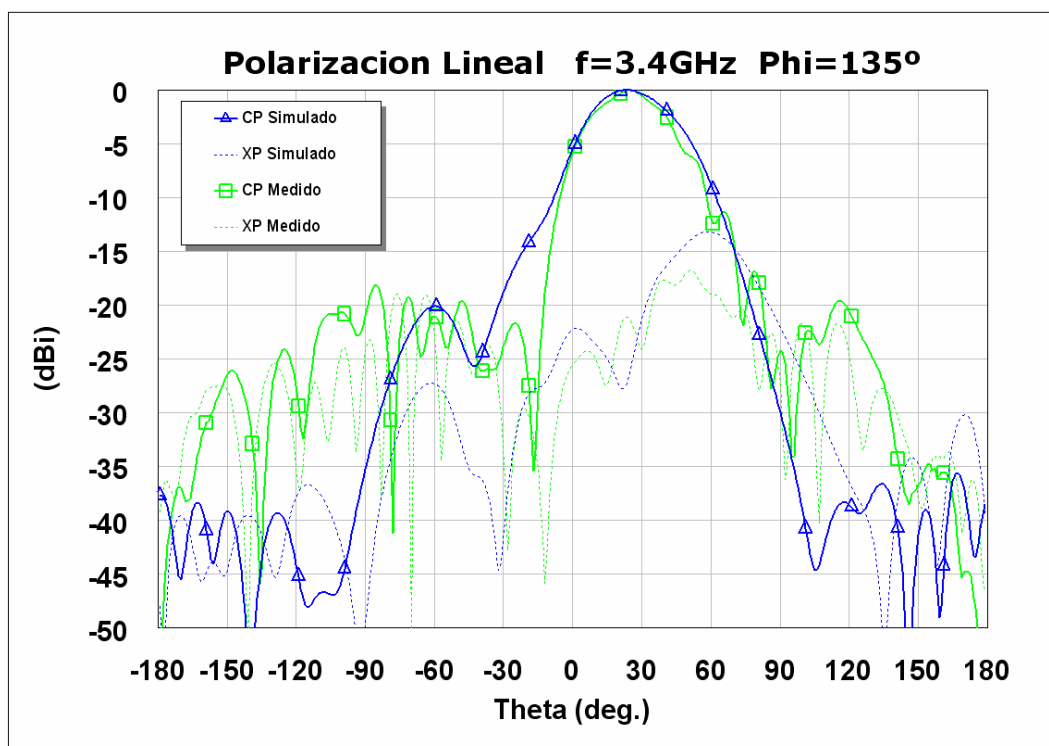


**Fig. 6.29** Patrón de radiación de la celda 2x2 sin polarizador alimentada según los valores medidos para el estado 1 de la matriz de Butler.

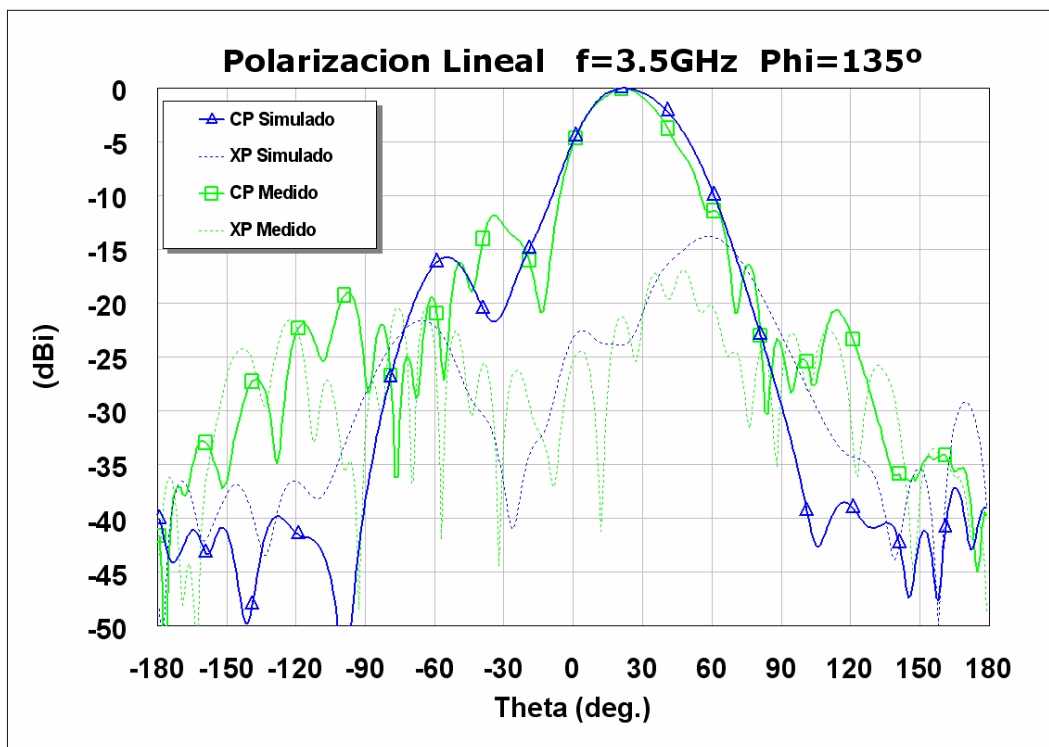
A continuación se muestran la comparación entre las medidas realizadas en la cámara anecoica de la celda 2x2 sin polarizador en el estado 1 de la matriz de Butler y su simulación con los valores medidos de la red de alimentación para diferentes frecuencias tanto en la componente copolar y contra polar del campo. También, se han normalizado las medidas en la cámara anecoica con las simulaciones para compensar las pérdidas de la red de alimentación y poder comparar mejor la forma de las gráficas.



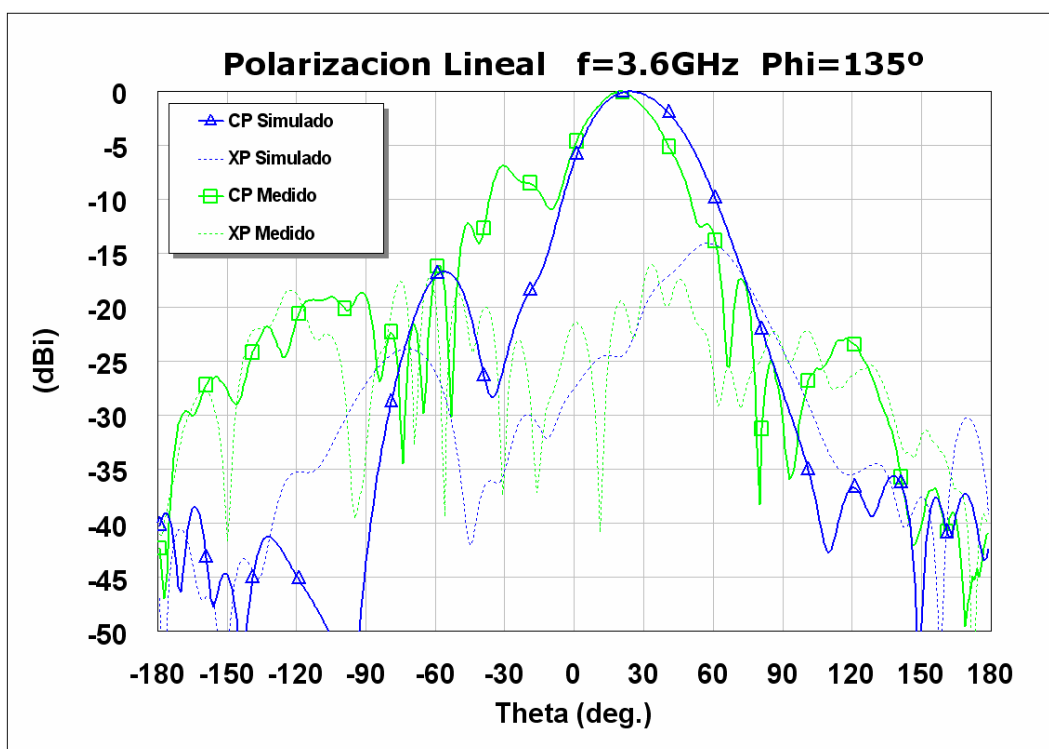
**Fig. 6.30** Celda 2x2 con polarización Lineal.  
Simulación y medida del patrón de radiación a 3.3GHz para el plano  $\Phi=135^\circ$ .



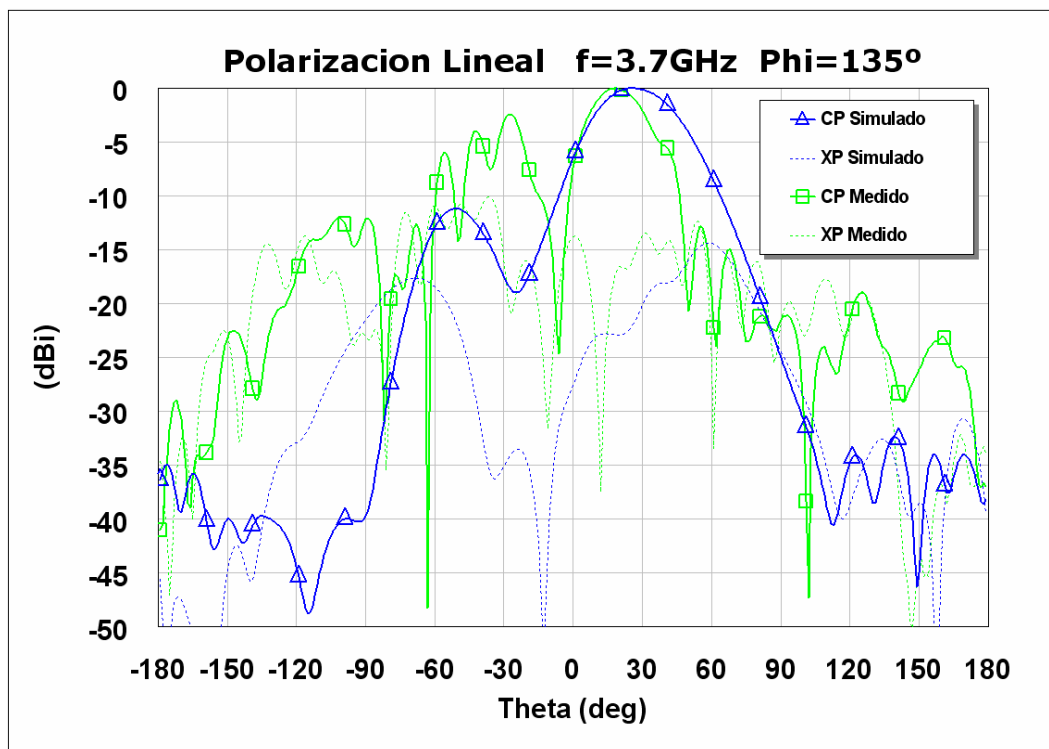
**Fig. 6.31** Celda 2x2 con polarización Lineal.  
Simulación y medida del patrón de radiación a 34GHz para el plano  $\Phi=135^\circ$ .



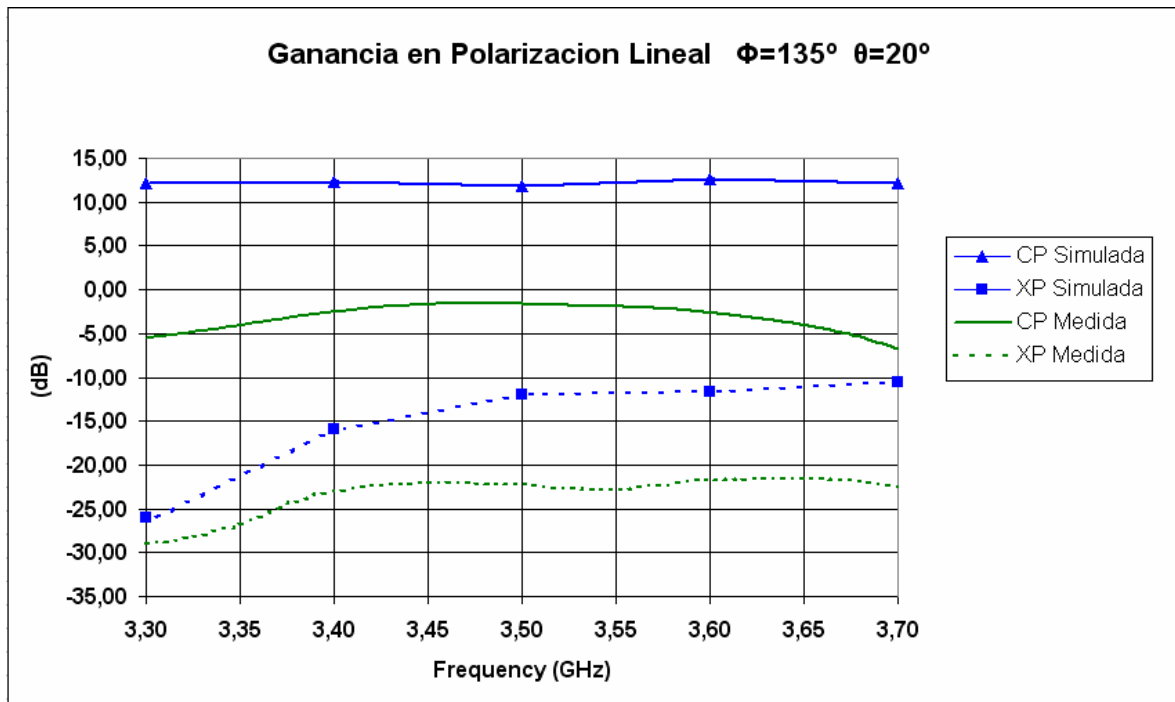
**Fig. 6.32** Celda 2x2 con polarización Lineal.  
Simulación y medida del patrón de radiación a 3.5GHz para el plano  $\Phi=135^\circ$ .



**Fig. 6.33** Celda 2x2 con polarización Lineal.  
Simulación y medida del patrón de radiación a 3.6GHz para el plano  $\Phi=135^\circ$ .



**Fig. 6.34** Celda 2x2 con polarización Lineal.  
Simulación y medida del patrón de radiación a 3.7GHz para el plano  $\Phi=135^\circ$ .



**Fig. 6.35** Celda 2x2 con polarización Lineal.  
Simulación y medida de la ganancia del sistema para el plano  $\Phi=135^\circ$  y apuntamiento  $\theta=20^\circ$ .

Como puede verse en las figuras anteriores (6.30, 6.31, 6.32, 6.33 y 6.34) cuando seleccionamos el estado 1 de la matriz de Butler la celda 2x2 tiene su máximo de apuntamiento en el plano  $\phi = 135^\circ$  para un ángulo  $\theta = 20^\circ$ . Este resultado puede contrastarse muy bien entre las simulaciones y las medidas pues ambos verifican el mismo apuntamiento del array 2x2.

El ángulo de apuntamiento tiene un ancho de haz a 3dB de aproximadamente  $50^\circ$  tanto en las medidas como en las simulaciones salvo en el final de la banda de trabajo que se estrecha debido a la desadaptación de la celda base 2x2 en las frecuencias superiores [6].

Se aprecian unos lóbulos secundarios mayores en las medidas respecto a las simulaciones en los extremos angulares, posiblemente debidos a los efectos de borde por tener un plano reflector finito.

En cuanto a las polarizaciones, observando las diferentes componentes del campo (copolar y contra polar) se puede ver una buena linealidad (vertical) de la antena en los ángulos centrales y en la dirección de apuntamiento donde el máximo de la componente copolar (CP) coincide con el mínimo de la contra polar (XP), esta linealidad se ve reducida nuevamente en los extremos por causa del efecto de bordes.

Por último, en la Fig. 6.35 se muestran las diferencias entre la ganancia del sistema simulada y medida en la dirección de máximo apuntamiento ( $\theta = 20^\circ$ ). Se observan unas pérdidas de aproximadamente 13dB entre ambas, debidas a las pérdidas propias de la red de alimentación (ver Fig. 6.24). Esto, como se comentó anteriormente en el apartado anterior, se solucionará con los amplificadores que incorpora el transceptor MAXIM.

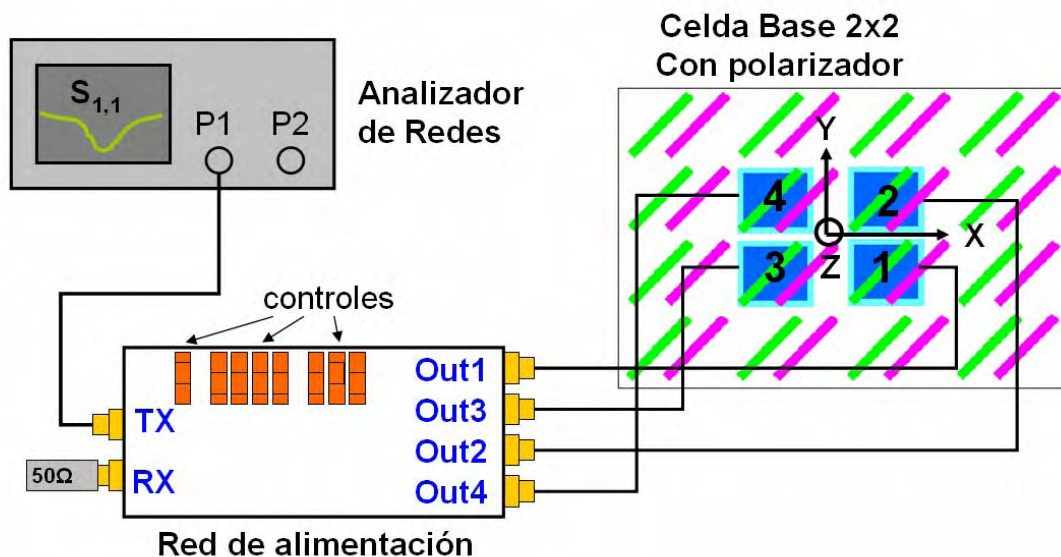


## 6.6 RED DE ALIMENTACIÓN CON CELDA BASE 2X2 EN POLARIZACIÓN CIRCULAR:

De la misma manera que en el apartado anterior 6.5, estudiaremos el comportamiento del sistema (en este caso en polarización circular) en reflexión y apuntamiento.

Se utilizan los mismos modos de funcionamiento del sistema del apartado 6.5, es decir, modo de funcionamiento TX, variaciones de todos los estados del desfasador frente a los estados de la matriz de Butler para las medidas de reflexión, y modo de funcionamiento TX, estado del desfasador digital  $0^\circ$  y estado 1 de la matriz de Butler para las medidas del diagrama de radiación en la cámara anecoica.

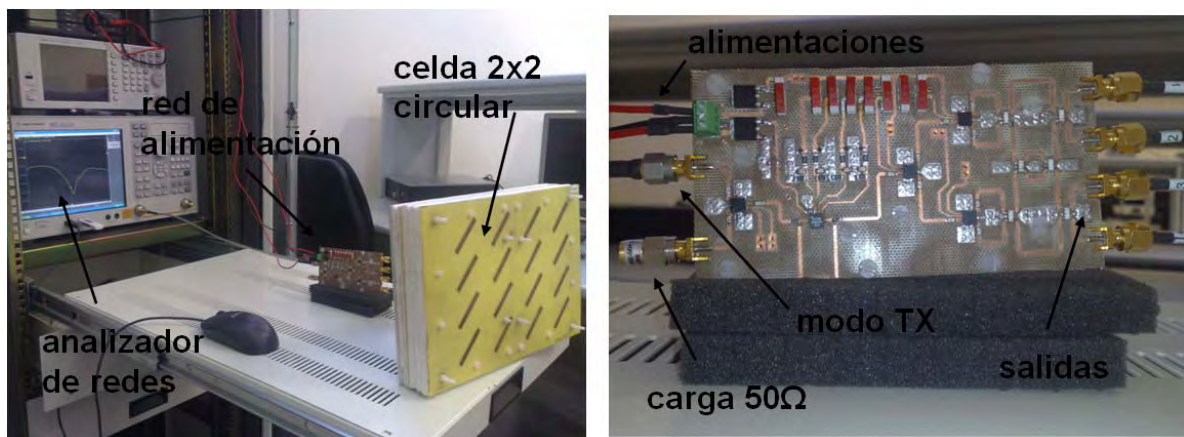
En la Fig. 6.36 vemos el esquema de medición de la reflexión de entrada utilizado.



**Fig. 6.36** Esquema de conexionado de la red de alimentación con la celda base 2x2 con polarizador para medir la reflexión de entrada en modo TX, en diferentes estados de la matriz de Butler y del desfasador digital.

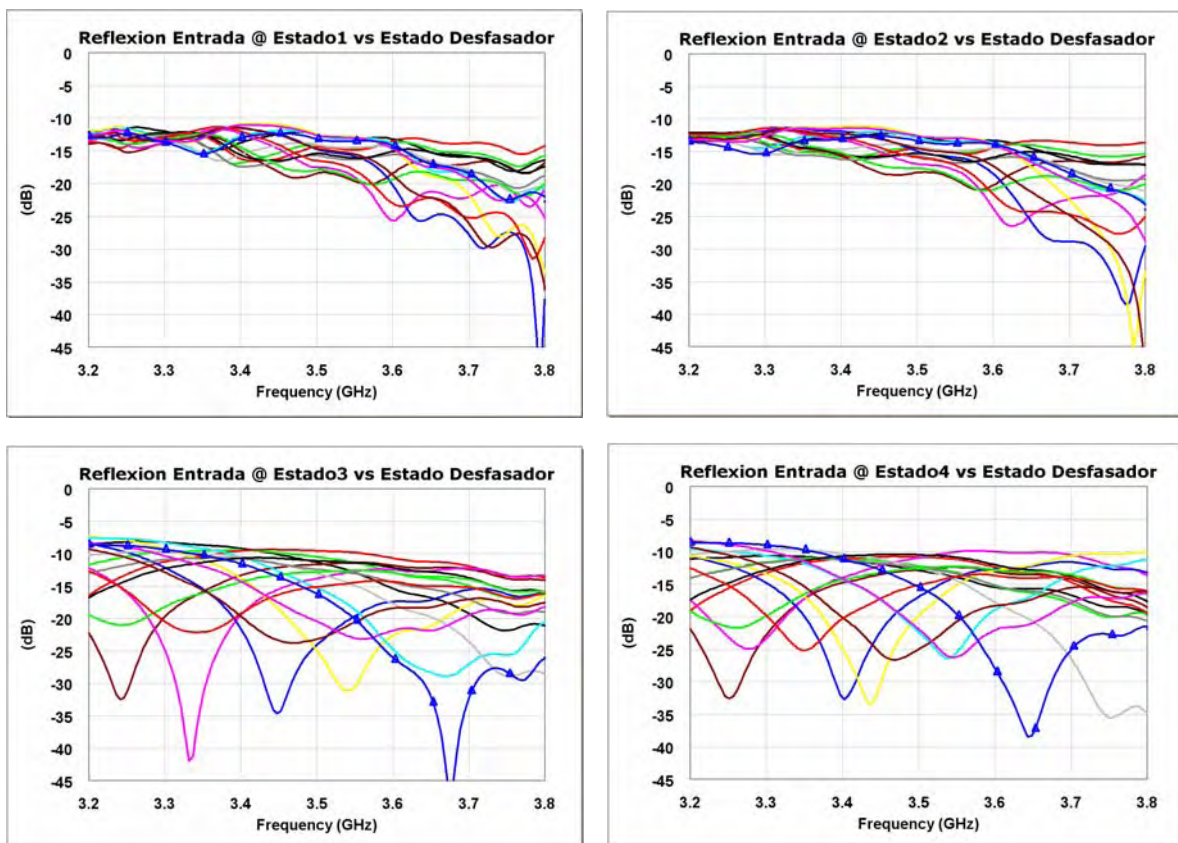
Es idéntico al de la Fig. 6.25, ya que la única diferencia es el polarizador de la celda base. En la Fig. 6.37 se ilustran un par de fotografías durante el proceso de medida del sistema en los laboratorios de la EPS.





**Fig. 6.37** Proceso de medida de la reflexión de la red de alimentación con la celda base2x2 (izquierda) y detalle de la placa fabricada (derecha).

A continuación se muestran los resultados obtenidos:

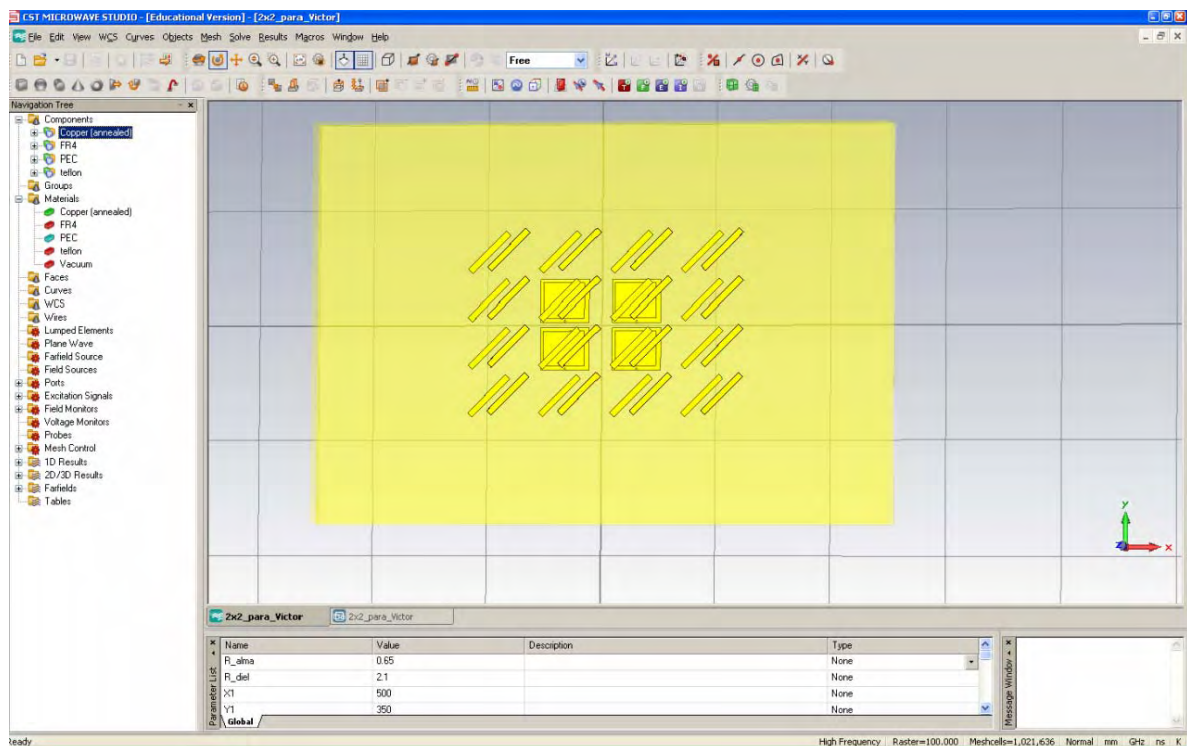


**Fig. 6.38** Reflexión de entrada en modo TX de la red de alimentación con la celda 2x2 en polarización circular para diferentes estados de la matriz de Butler en todos los estados del desfasador digital.

Al igual que ocurría en la Fig. 6.26 (sin polarizador), los diferentes estados del desfasador introducen mucha variabilidad en los valores de reflexión del sistema también con polarizador. Las peores adaptaciones se obtienen a -10dB en toda la banda de trabajo en los diferentes estados posibles.

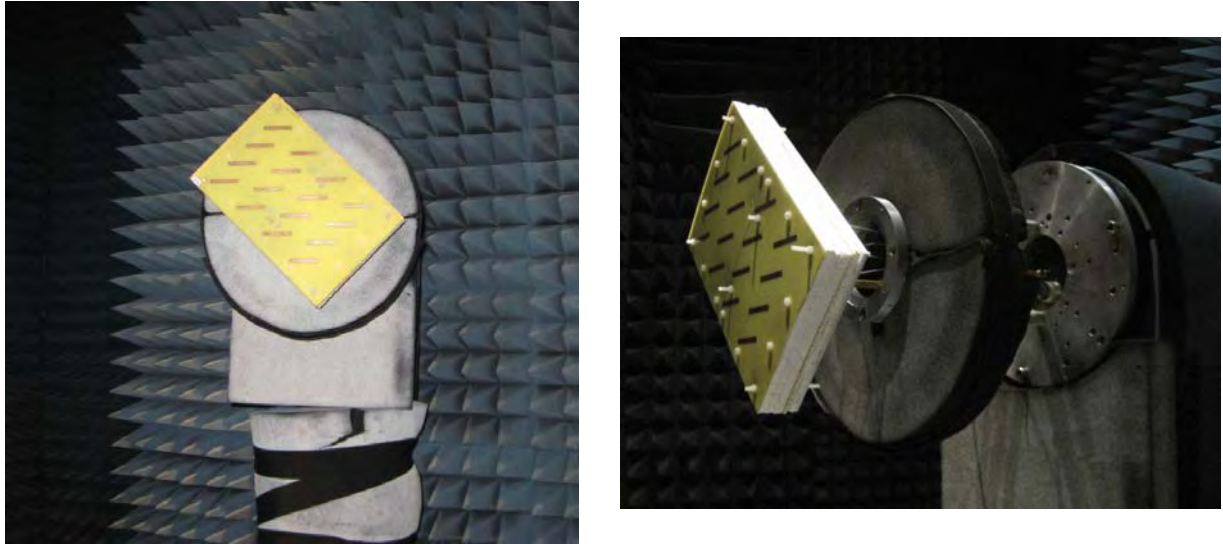
Los estados 3 y 4 de la matriz de Butler, también presentan peor reflexión en las frecuencias bajas de la banda de trabajo, dato que se apreciaba en la Fig. 6.17. Observando las medidas en el estado del desfasador  $0^\circ$ , con forma triangular ( $\blacktriangle$ ), se comprueba que las reflexiones son prácticamente iguales a la Fig. 6.17 donde se media la red de alimentación sin la antena.

También realizamos una simulación electromagnética en CST para el sistema en polarización circular utilizando los valores de la Tabla 6.3 que se obtuvieron en las salidas de la red de alimentación medida para los mismos estados de funcionamiento.



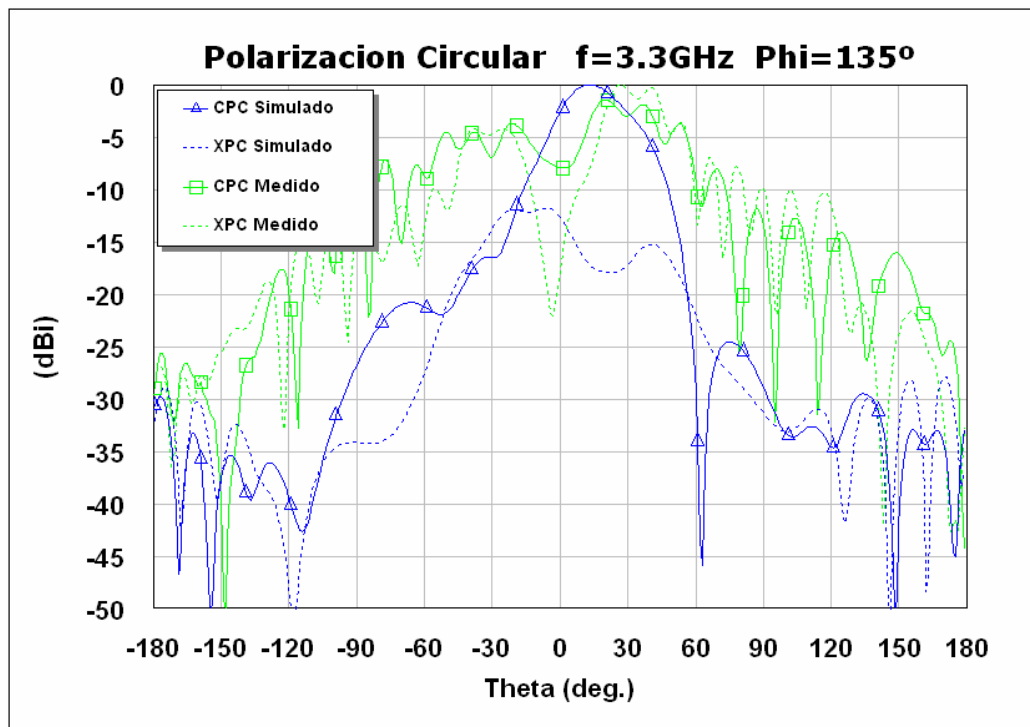
**Fig. 6.39** Captura de pantalla del entorno del CST con el diseño de la celda 2x2 con polarizador.

Finalmente pasamos a medir el sistema completo en la cámara anecoica. En las imágenes siguientes pueden verse unas fotos durante el proceso de medida:

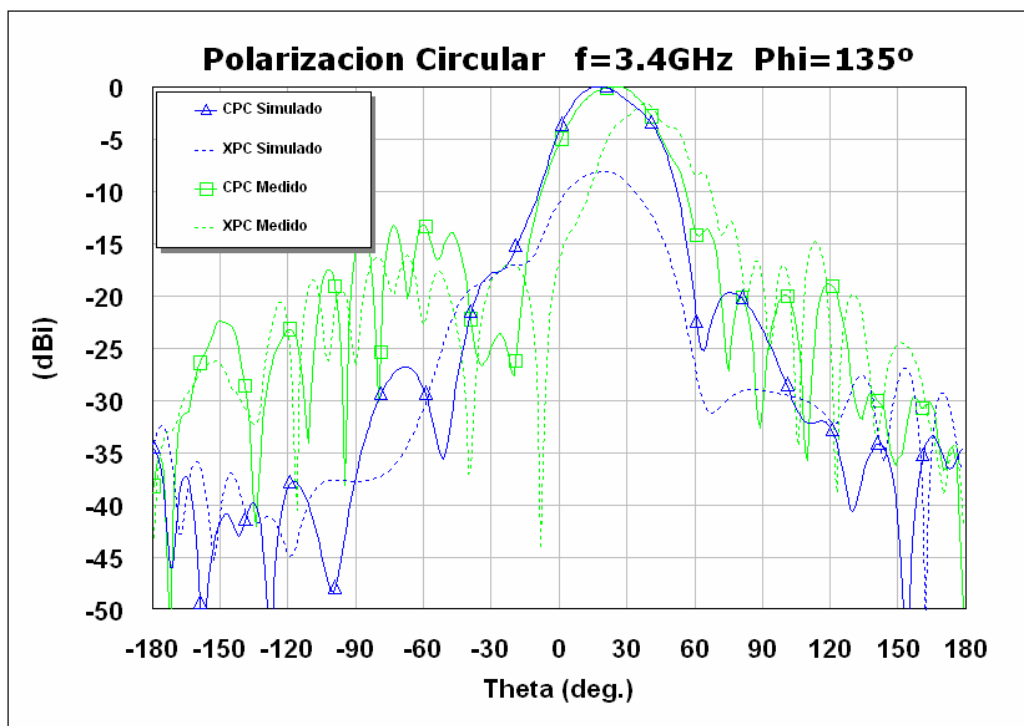


**Fig. 6.40** Fotografías de la celda 2x2 con polarizador montada en la cámara anecoica.

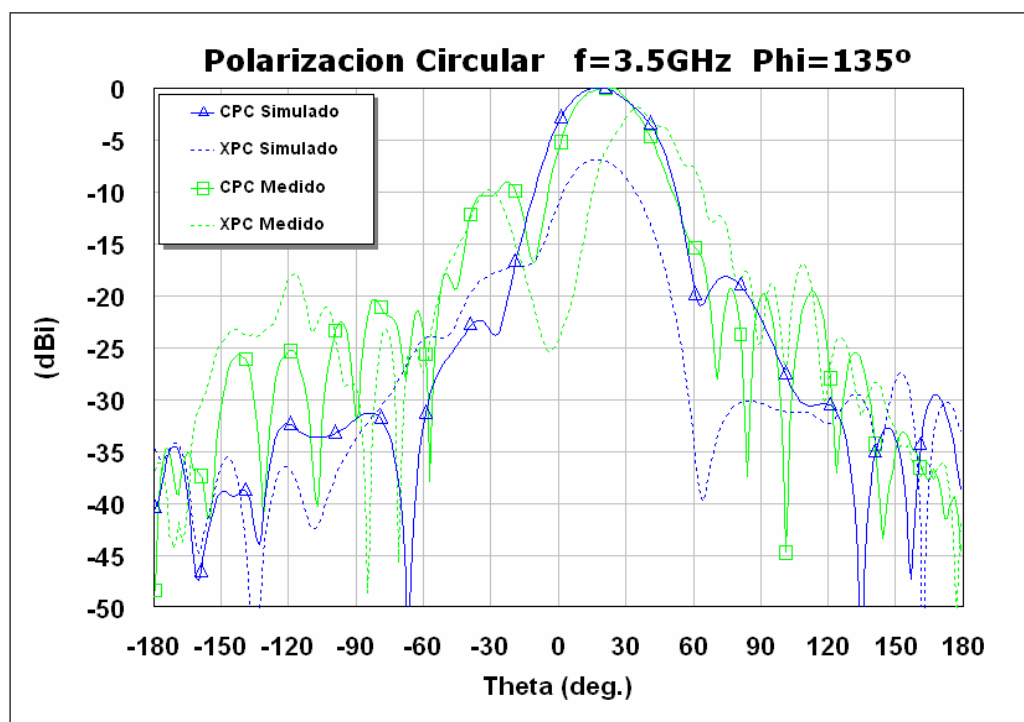
A continuación se muestran la comparación entre las medidas realizadas en la cámara anecoica de la celda 2x2 con polarizador en el estado 1 de la matriz de Butler y su simulación con los valores medidos de la red de alimentación para diferentes frecuencias tanto en la componente copolar y contra polar del campo. Al igual que en el apartado 6.5 se muestran las gráficas normalizadas al valor máximo:



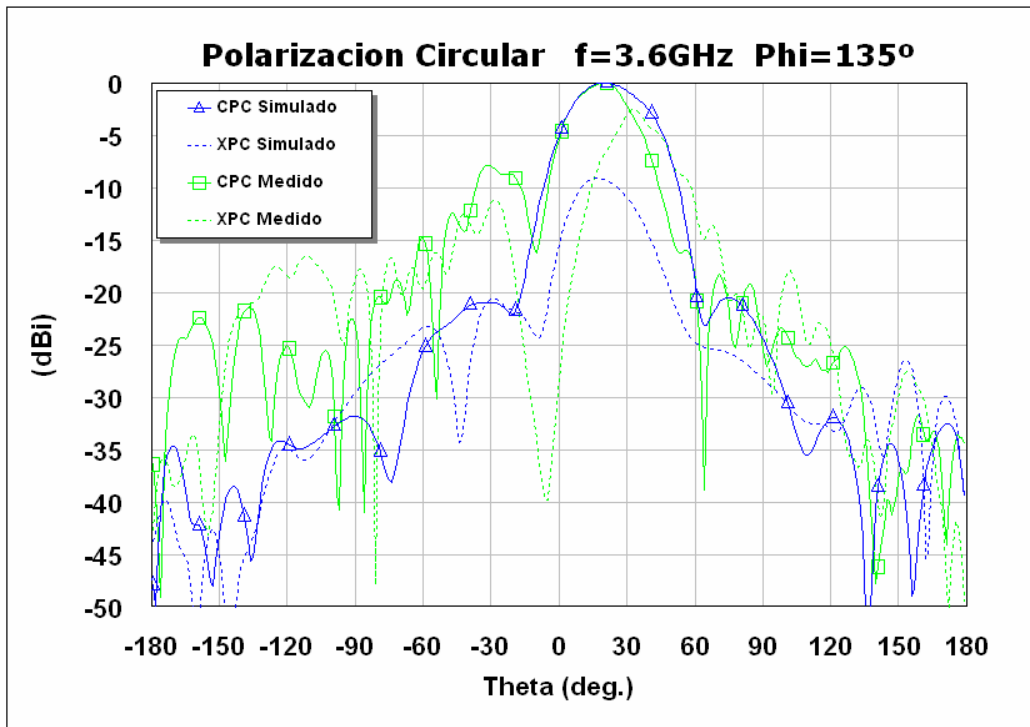
**Fig. 6.41** Celda 2x2 con polarización Circular.  
Simulación y medida del patrón de radiación a 3.3GHz para el plano  $\Phi=135^\circ$ .



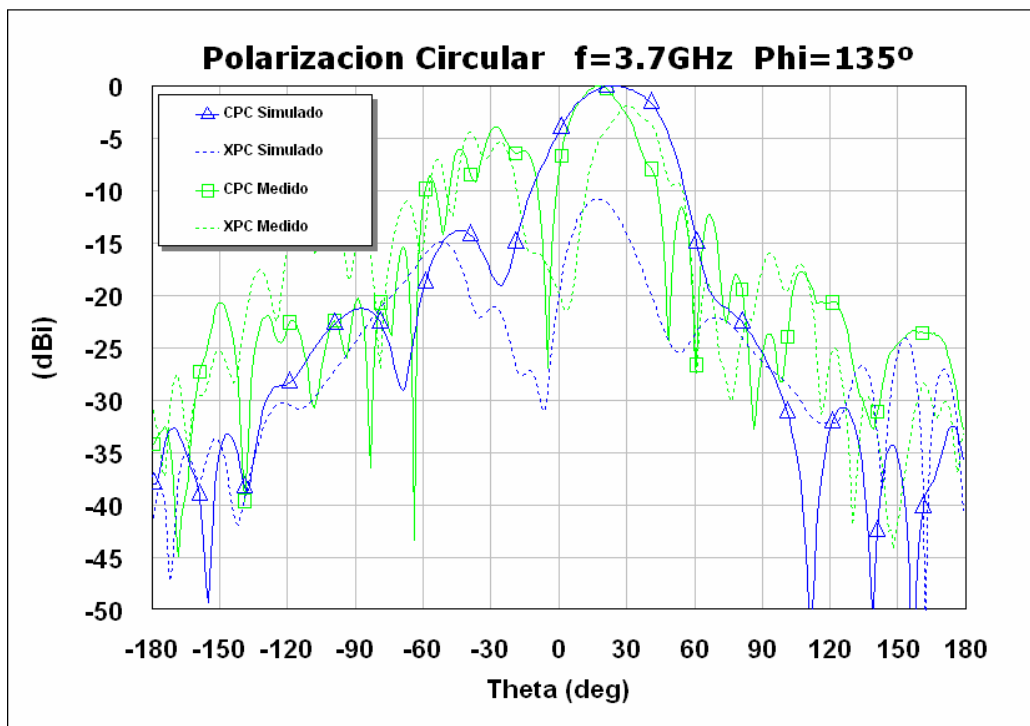
**Fig. 6.42** Celda 2x2 con polarización Circular.  
Simulación y medida del patrón de radiación a 34GHz para el plano  $\Phi=135^\circ$ .



**Fig. 6.43** Celda 2x2 con polarización Circular.  
Simulación y medida del patrón de radiación a 3.5GHz para el plano  $\Phi=135^\circ$ .

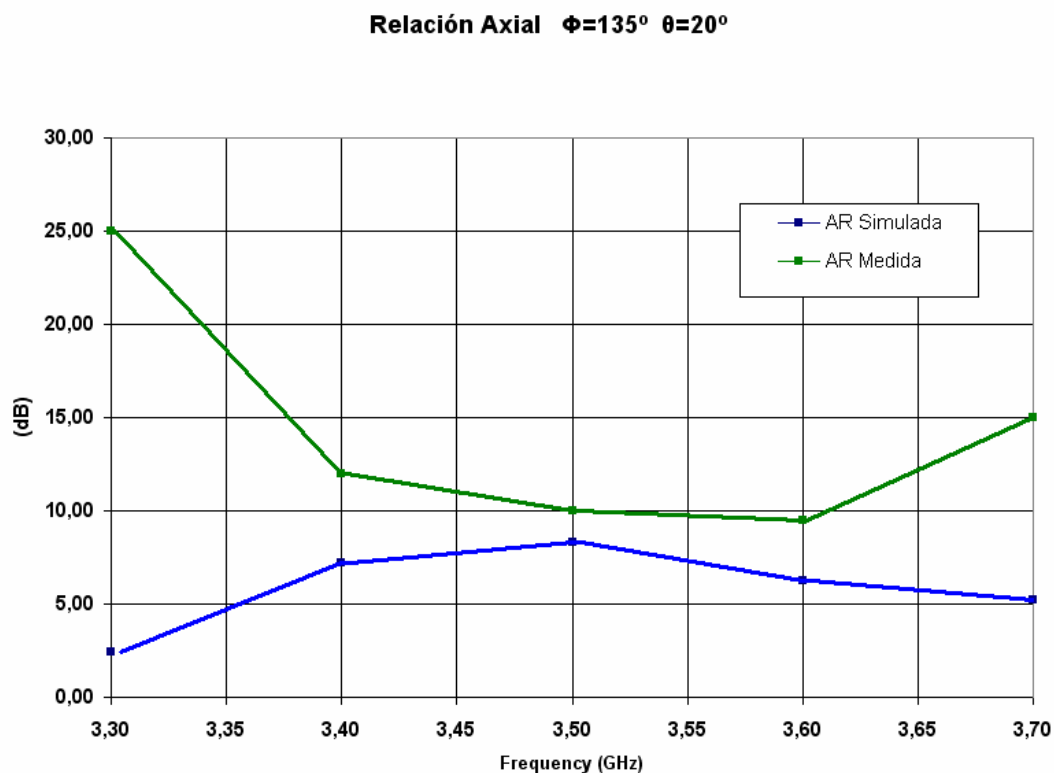


**Fig. 6.44** Celda 2x2 con polarización Circular.  
Simulación y medida del patrón de radiación a 3.6GHz para el plano  $\Phi=135^\circ$ .

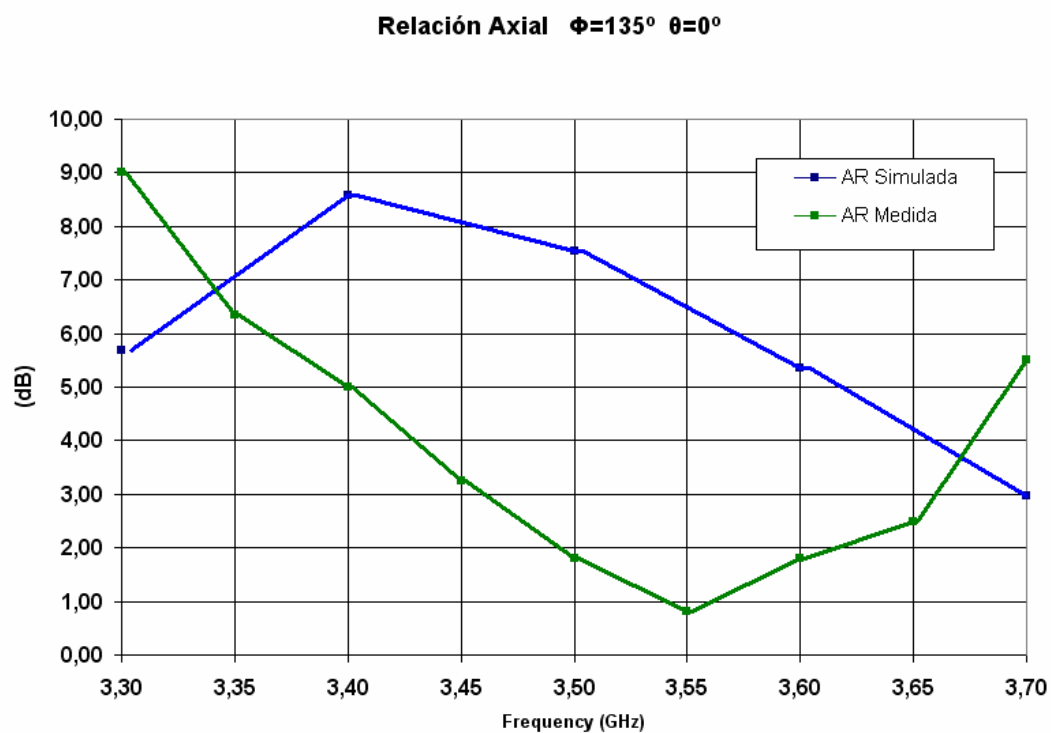


**Fig. 6.45** Celda 2x2 con polarización Circular.  
Simulación y medida del patrón de radiación a 3.7GHz para el plano  $\Phi=135^\circ$ .





**Fig. 6.46** Celda 2x2 con polarización  
Simulación y medida de la relación axial para el plano  $\Phi=135^\circ$  y apuntamiento  $\theta=20^\circ$ .



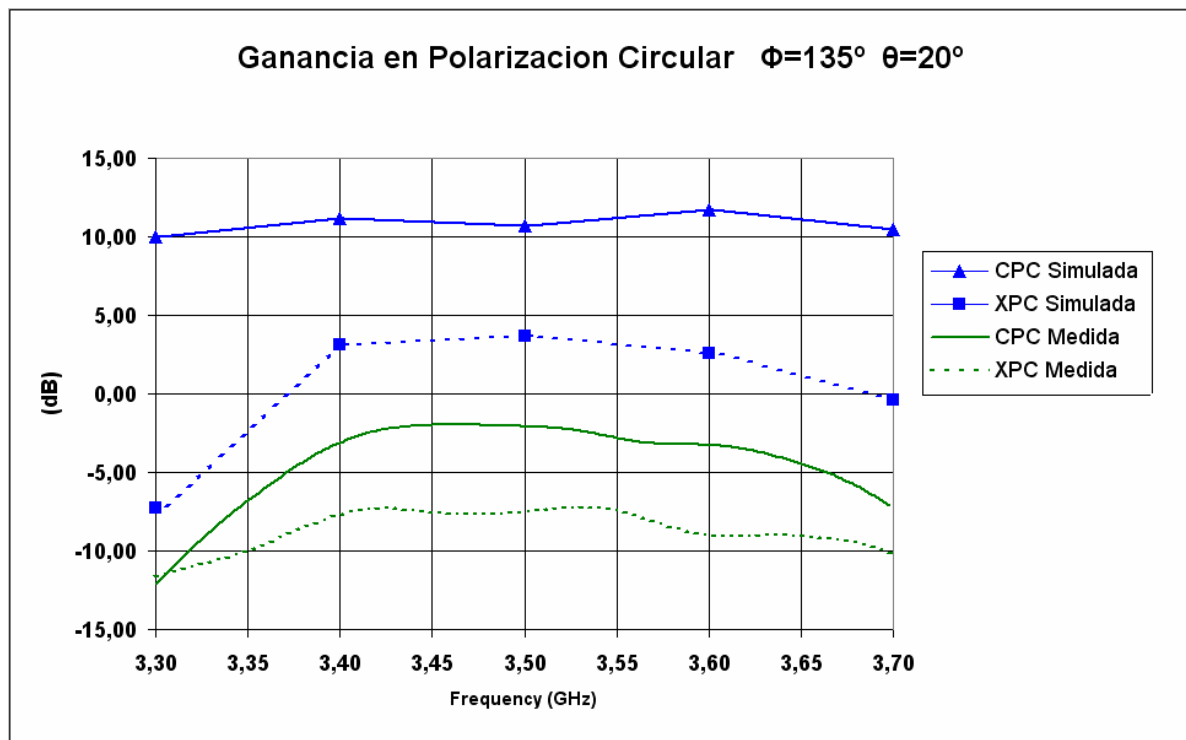
**Fig. 6.47** Celda 2x2 con polarización  
Simulación y medida de la relación axial para el plano  $\Phi=135^\circ$  y apuntamiento  $\theta=0^\circ$ .

También se obtiene un apuntamiento máximo en el plano  $\phi = 135^\circ$  con  $\theta = 20^\circ$ , diferenciándose mas en las simulaciones que en las medidas. En las frecuencias centrales (3.4, 3.5 y 3.6GHz) este apuntamiento es mas claro ya que se aprecia mas el lóbulo principal frente a los extremos de la banda de trabajo donde los lóbulos secundarios tienen un nivel bastante elevado (Fig. 6.41 y 6.45).

Tanto las medidas como las simulaciones (mas en las primeras), se observa un alto valor de la componente contra polar del campo (XPC) frente a la copolar (CPC), donde a penas hay una diferencia de niveles de 5dB entre ambas. Este hecho indica que el polarizador apenas esta funcionando en estos ángulos de apuntamiento ( $\theta = 20^\circ$ ) produciendo una polarización más lineal que circular, confirmándose en la Fig.6.46 donde se representa la relación axial (empeorando más la medida que la simulación), ya que en [6] funcionaba bastante bien en apuntamiento broadside ( $\theta = 0^\circ$ ), dato que se confirma en las medidas de la Fig.6.47, en ésta, se puede ver como las simulación esta desplazada (a la derecha) en banda respecto a la medida que tiene el min. en 3.55GHz . Sin embargo, en [10] donde se estudia el apuntamiento en ángulos menores ( $\theta = 11.5^\circ$  y  $\theta = 15^\circ$ ) para el sistema completo de 8x8 elementos, las componentes CPC (copolar circular) y XPC (contra polar circular) están más diferenciadas produciendo una polarizacion circular aceptable.

Al igual que ocurría en el caso anterior sin el polarizador, aquí también se produce un efecto de borde en ángulos mayores de  $\pm 90^\circ$  reflejado en las medidas y que no muestran las simulaciones.





**Fig. 6.48** Celda 2x2 con polarización Circular.  
Simulación y medida de la ganancia del sistema para el plano  $\Phi=135^\circ$  y apuntamiento  $\theta=20^\circ$ .

De la misma forma que en el apartado 6.5, la ganancia medida es mucho menor (aproximadamente 13dB) que la simulada (Fig. 6.48) por los efectos de las pérdidas de la red de alimentación. Si comparamos medidas y simulación ambas tienen una forma parecida e indican la poca diferencia entre las componentes copolar y contra polar del campo, excepto en los extremos de la banda de trabajo donde las medidas de CPC se degradan más aun. No obstante, tanto el valor simulado como medido de las componentes copolares es muy similar a la antenna lineal (Fig. 6.35) lo que indica que el polarizador apenas introduce pérdidas.

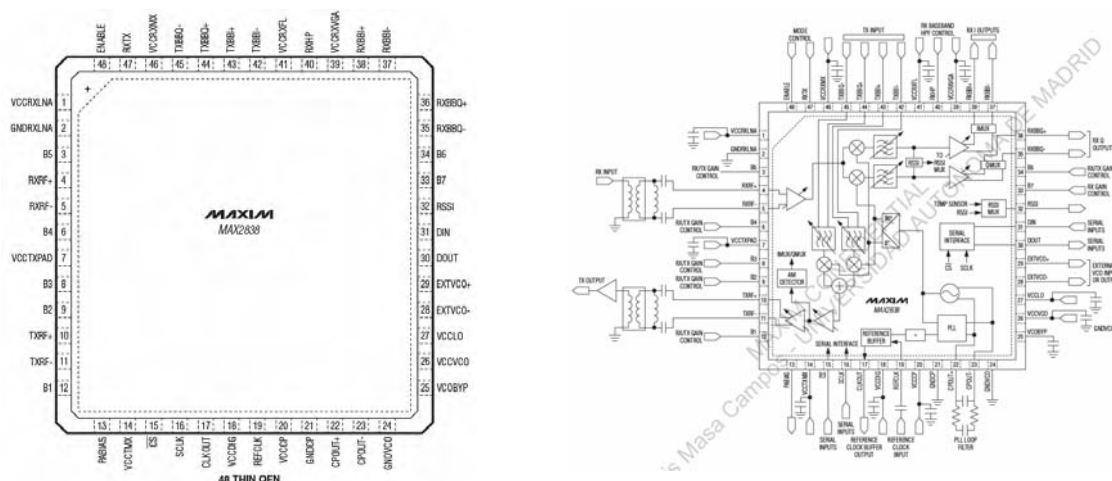
## MÓDULO TRANSCCEPTOR DE WIMAX

### 7.1. DESCRIPCIÓN:

Debido a las considerables pérdidas que introduce la red de alimentación propias de cada uno de los diferentes módulos que la componen, y la reducción en la ganancia global del sistema [10] comparadas en las medidas de las Figuras 6.35 y 6.47, se necesitan introducir unos amplificadores de bajo ruido (LNA) para el modo RX y de alta potencia (AP) para el modo TX. Además mediante estos amplificadores usados en cada celda base (Fig. 3.5), se puede compensar la diferencia de niveles de salida existente entre las diferentes redes de alimentación de las celdas de la antena 8x8 según se detalla en [10]. De esta manera se mejorara la capacidad de apuntamiento del sistema global degradado por las no idealidades del prototipo fabricado.

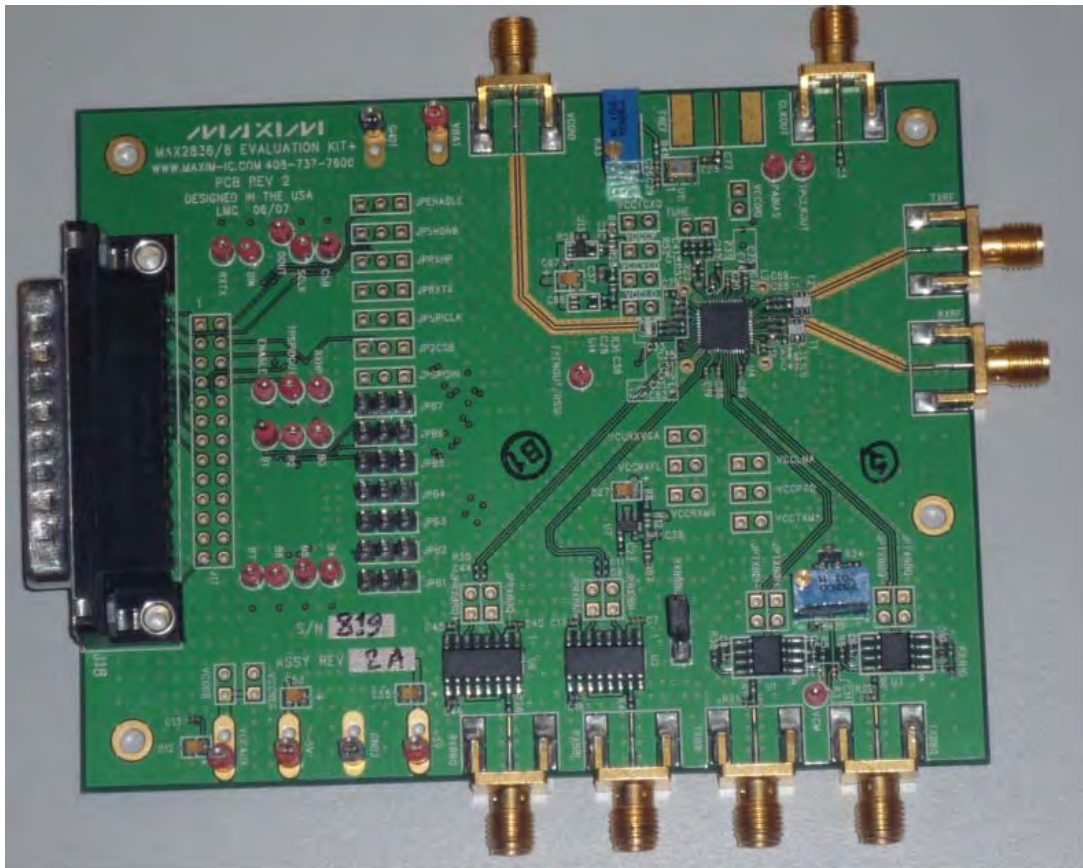
Se decide entonces adquirir un único componente que incorpore ambos elementos, además de la posibilidad de convertir la señal de RF en banda base, así como a una frecuencia intermedia (FI) [12].

Por ello se adquiere un transceptor de banda ancha para aplicaciones WiMAX con dichas características. El modelo elegido es el **MAX2838** de la marca **MAXIM** mostrado en la siguiente figura:



**Fig. 7.1** Transceptor MAX2838 en formato chip (izquierda) y esquema de su diagrama de bloques (derecha).

Ya que este componente es un chip por si solo que deberá integrarse en la propia red de alimentación de cada celda base mediante una circuitería añadida en otro nuevo prototipo mejorado, se decide adquirir primeramente una placa de evaluación que suministra el fabricante (Fig. 7.2) con software incorporado para ver su funcionamiento en los diferentes modo de trabajo TX y RX del componente.



**Fig. 7.2** Fotografía de la placa de evaluación del transceptor MAX2838.

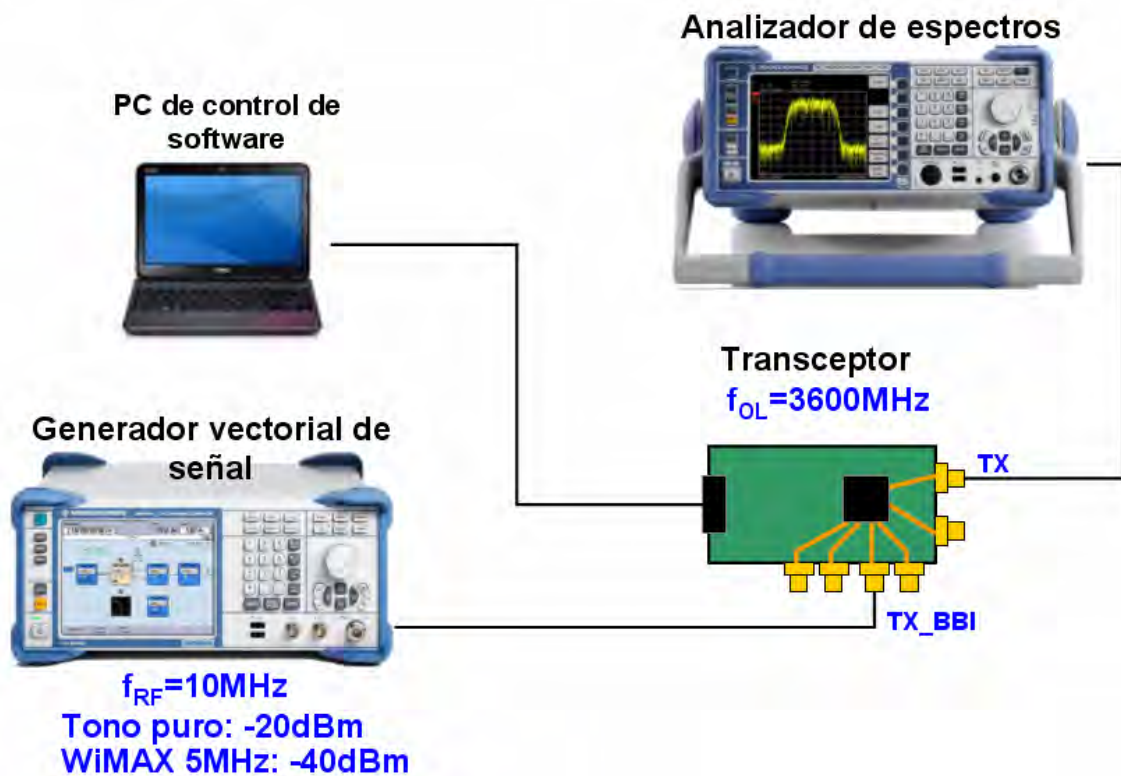
Como se especifica en las características del transceptor [C.5], puede trabajar con señales banda base en cuadratura I y Q para los diferentes caminos de funcionamiento TX/RX. Además cuenta con amplificadores de control de ganancia controlados digitalmente que pueden amplificar desde 60dB en modo TX hasta 94 en el modo RX. Este dispositivo consigue unas buenas especificaciones de figura de ruido (2.8dB en modo RX) y linealidad.

A continuación, se realizaran un par de ejemplos de funcionamiento del módulo transceptor para evaluar sus características y solventar posibles carencias.

## 7.2 FUNCIONAMIENTO EN MODO TX:

Para realizar una prueba de cómo funciona el transceptor en el modo TX con diferentes señales, utilizamos un generador vectorial de señal que permita generar desde el caso mas sencillo de una señal de banda estrecha como un tono puro, hasta una señal de banda ancha WiMAX de 5MHz como las que se utilizaran en este tipo de aplicaciones.

El esquema de la prueba realizada puede verse en la Fig. 7.3. Mediante un ordenador personal, un cable paralelo y el software del fabricante podemos controlar los diferentes parámetros del transceptor en la placa de evaluación para realizar una conversión desde una frecuencia intermedia (FI = 10MHz) que entrara por uno de los puertos de banda base de la placa de evaluación (TX\_BBI) y saldrá por el puerto en la banda de RF WiMAX (TX) que conectaremos a un analizador de espectros para observar el resultado.



**Fig. 7.3** Esquema de conexionado del transceptor en modo TX para una señal WiMAX 5MHz y un tono puro.

Mediante los diferentes menús del software de control del transceptor se controlan diferentes parámetros para realizar la conversión de subida, como es la frecuencia del oscilador local (OL), potencia de amplificación en modo TX (mediante una barra de desplazamiento o scroll), etc.

El resultado puede verse en la Fig. 7.4 donde se observa que es necesario un filtro paso banda para eliminar la portadora del oscilador local del transceptor así como la banda de imagen.

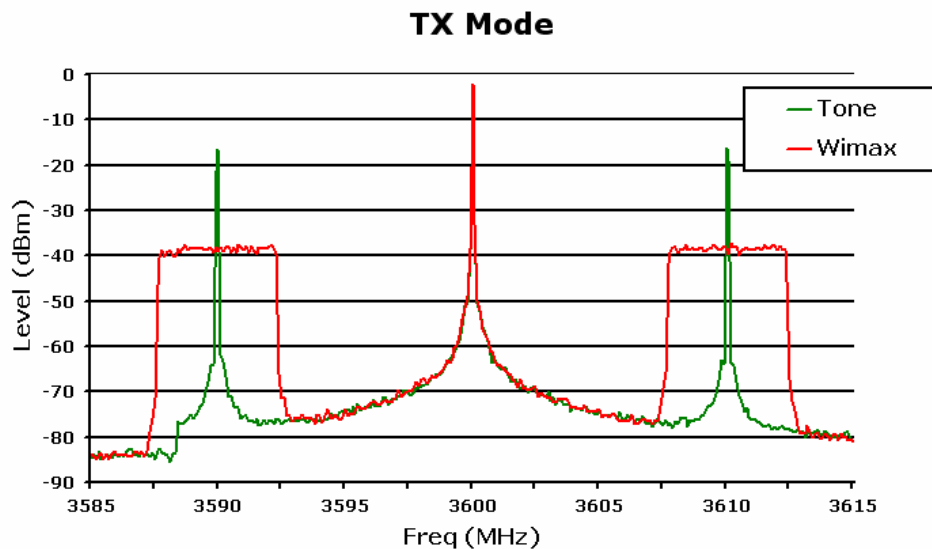
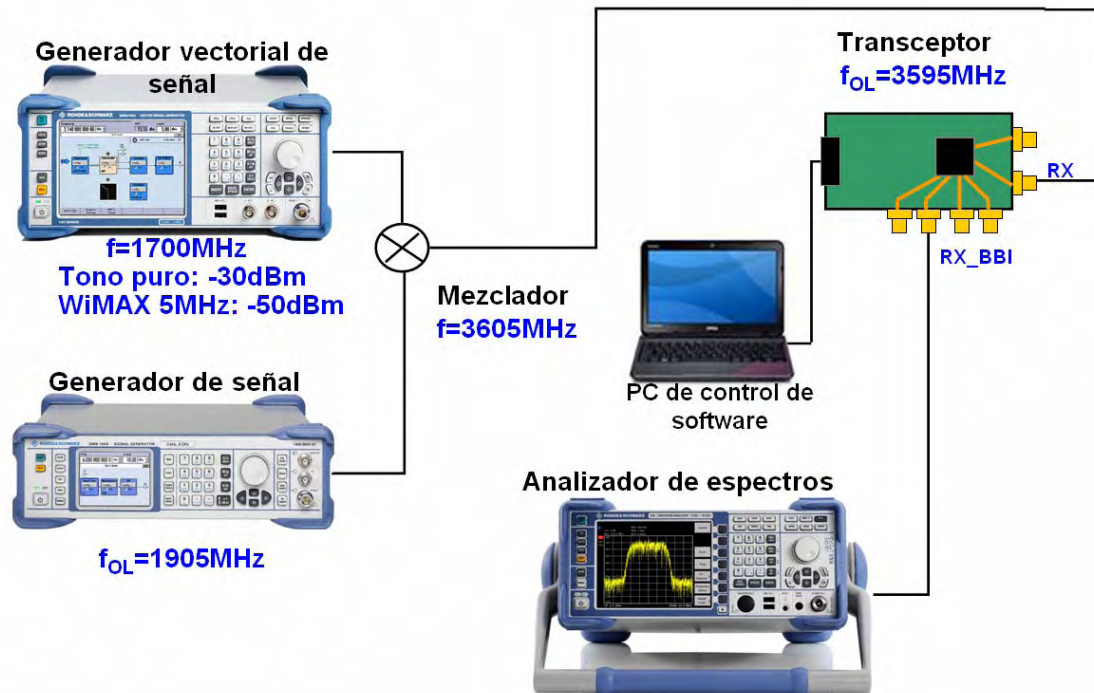


Fig. 7.4 Transceptor en modo TX. Para señal WiMAX 5MHz y un tono puro.

### 7.3 FUNCIONAMIENTO EN MODO RX:

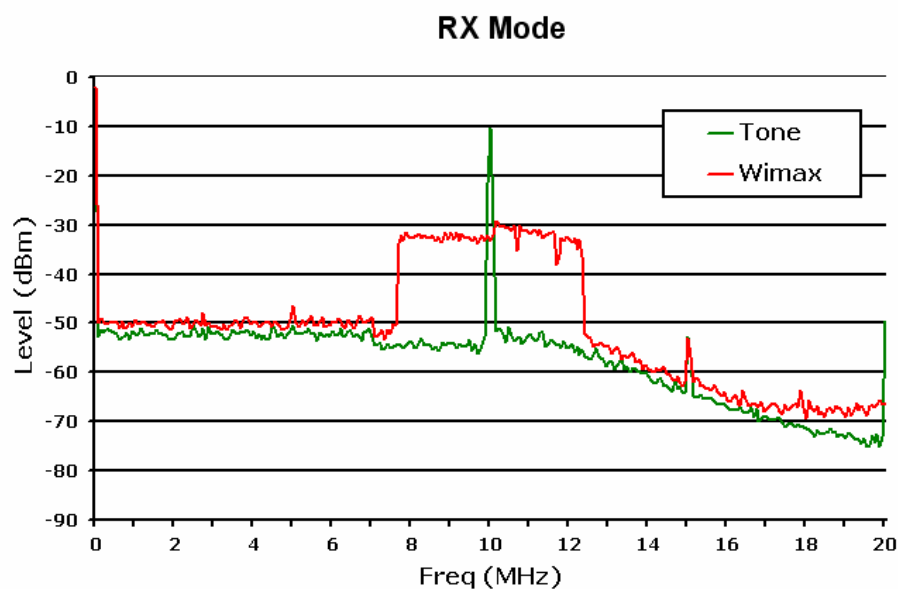
En el caso de RX se plantea el escenario opuesto (Fig. 7.5), la señal de radiofrecuencia en la banda de trabajo (3.3 – 3.9GHz) que también será de banda estrecha en un caso y de banda ancha en el otro, entrara por el puerto de RX de la placa de evaluación. La utilización de mezclador externo que se representa en la Fig. 7.5 se debe a que el generador vectorial de señal no llega hasta la banda de trabajo utilizada, por eso mediante otro generador de señal y el mezclador realizamos una modulación a la banda WiMAX de las señales de banda estrecha y banda ancha que entraran al transceptor.

Mediante el software de control, en este caso elegimos la frecuencia del oscilador local para realizar la conversión de bajada a una FI de 10MHz y ajustamos el nivel del amplificador en RX que puede ser mucho mayor que en el modo TX.



**Fig. 7.5** Esquema de conexionado del transceptor en modo RX para una señal WiMAX 5MHz y un tono puro.

En este caso, se observa en la Fig. 7.6, el efecto del filtro paso bajo reconfigurable (máx. ancho de banda 30MHz) que incorpora el transceptor. Sería necesario añadir un filtro paso banda de 5MHz que no esta incluido en el componente para reducir el ruido.



**Fig. 7.6** Transceptor en modo RX. Para señal WiMAX 5MHz y un tono puro.

## CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

### 8.1 CONCLUSIONES:

En este proyecto se ha diseñado, construido y medido una red de alimentación de una celda base, formada por un array de 2x2 elementos con un polarizador de bajo perfil, que se integrara dentro de un sistema completo de 8x8 elementos de alta ganancia y apuntamiento variable para comunicaciones WiMAX en la banda de 3.3 a 3.7GHz [10].

Para la realización de la red de alimentación del elemento unitario (celda base), se han fabricado placas de evaluación de cada módulo independientes con el fin de caracterizar su comportamiento. Generalmente se han obtenidos unos resultados bastante buenos, ya que todos los módulos tienen unas características similares a los resultados que se esperaban obtener.

El aislamiento entre los modos TX/RX es bastante alto (en torno a 40dB) gracias al switch 1a2 utilizado con bajas pérdidas.

La estabilidad de fase del desfasador es muy buena con errores menores de  $\pm 6^\circ$ , presenta buenos valores de reflexión, pero tiene unas perdidas muy altas (5dB).

El switch de cuatro estados fabricado presenta buen aislamiento entre salidas con valores de reflexión muy buenos en toda la banda y unas perdidas de inserción moderadas después de corregir el fallo de diseño inicial.

La matriz de Butler 4x4 basada en el modelo previo [5] se ha modificado para que funcione para arrays en 2D y se ha reducido su tamaño considerablemente a costa de presentar más variaciones de fase y amplitud en las salidas debido al bajo coste de los híbridos que la forman.

La red de alimentación completa tiene un tamaño aceptable para poderla montar en el sistema completo de alta ganancia de [10]. Presenta las mismas diferencias de fase a las salidas que la matriz de Butler, pero tiene unas perdidas bastante altas, en torno a 10dB, por los elementos que la componen. Los estados del desfasador introducen variabilidad en las medidas de reflexión, transmisión y fase en las salidas. No obstante los valores de reflexión



del sistema completo (red de alimentación + celda base) están por debajo de -10dB en la banda de trabajo produciendo una adaptación aceptable para el prototipo construido.

En cuanto a las medidas de los diagrama de radiación, se corresponden en forma con las simulaciones y confirman un apuntamiento de la celda base en cuatro cuadrantes diferentes para una inclinación de  $\theta = 20^\circ$  según el estado de la matriz de Butler elegido.

En polarización lineal vertical, las componentes copolar y contra polar están bien diferenciadas con la presencia de algún lóbulo lateral debido al efecto de borde acentuándose en la parte superior de la banda debido a la menor adaptación del array [6].

Por el contrario el polarizador no funciona adecuadamente con estos apuntamientos pues ambas componentes de polarización (CP y XP) apenas se diferencian. A pesar de ello, este efecto se soluciona en la antena de 64 elementos con el uso de los desfases digitales para realizar diferentes apuntamientos y la mayor capacidad de los parches restantes de direccionar el campo [10].

Por último el uso del transceptor WiMAX solucionara los problemas de ganancia del sistema debido a las pérdidas de la red de alimentación y mitigara las diferencias de amplitud en las salidas de los diferentes prototipos observadas en [10], para mejorar las características de apuntamiento del sistema completo.

## **8.2 TRABAJO FUTURO:**

Principalmente se sugieren mejoras en el diseño del prototipo de la red de alimentación fabricada en este proyecto:

- Estudio de la posibilidad de reducir el tamaño de la placa de RF para poder aumentar su versatilidad y optimizar el espacio libre del plano reflector del sistema de 8x8 elementos.
- Estudiar la posibilidad de integrar una matriz de Butler con mayor número de puertos para aumentar el rango de apuntamientos posibles.
- Incluir el transceptor WiMAX dentro de la red de alimentación para reducir el número de transiciones entre elementos diferentes, así como para unificar toda parte de RF en una única placa. También realizar un estudio mas en profundidad del mismo añadiendo filtros paso banda configurables que le faltan para suprimir la banda de imagen y reducir el ruido en las conversiones a banda base.

- Realizar una caja de aluminio donde introducir la red de alimentación para mitigar los efectos de radiaciones e interferencias de RF y dotar al sistema de mas rigidez para evitar posibles averías por manipulación.
- Sustituir los conmutadores de control de los estados (que se realizan manualmente) por un sistema de control digital externo.
- Hacer funcionar al sistema en modo TX y RX al mismo tiempo mediante la utilización de un diplexor en lugar de un switch de conmutación de modo.

# REFERENCIAS

- [1] Andrew S., Jeffrey G., *Fundamentals of WiMAX understanding broadband wireless networking*, Ed. 2007.
- [2] Kumar, Amitabh, *Mobile broadcasting with WiMAX principles, technology, and applications*, Ed, 2008.
- [3] “Antenas TX/RX de apuntamiento variable con redes desfasadoras activas y matrices de Butler imbricadas para sistemas WiMAX a 3.5 GHz (AVADEWIMAX)” (ref.: CCG08-UAM/TIC-4315) financiado por la Comunidad de Madrid y la Universidad Autónoma de Madrid.
- [4] “Antenas multi-haz con alimentación por matriz de Butler para sistemas WiMAX a 3,5 GHz (ANBUWIMAX)” (ref.: CCG07-UAM/TIC-1794) financiado por la Comunidad de Madrid y la Universidad Autónoma de Madrid.
- [5] Seco Prieto, Ángel, “Diseño de acopladores direccionales de microondas para matrices de Butler”. Proyecto Fin de Carrera realizado en la EPS-UAM.
- [6] González Fernández, Fernando, “Diseño de antena impresa de banda ancha y polarización circular para sistemas WiMAX a 3,5 GHz”. Proyecto Fin de Carrera realizado en la EPS-UAM.
- [7] C.A. Balanis, “Antenna theory, Analysis and Design”, 3rd ed., John Wiley and Sons, Inc., Publication.
- [8] “Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia”. Asignatura de Master impartida en la Escuela Politécnica Superior de la UAM.
- [9] J. L. Masa-Campos and F. González-Fernández, “Dual linear/circular polarized planar antenna with low profile double-layer polarizer of 45° tilted metallic strips for WiMAX”.
- [10] López Colino, Ramiro José, “Integración de una antena plana TX/RX de apuntamiento variable con desfasadores digitales y matrices de Butler para comunicaciones WiMAX a 3.5 GHz”. Proyecto Fin de Carrera realizado en la EPS-UAM.
- [11] Monthippa Uthansakul and Peerapong Uthansakul, “2.4GHz DOA Finder using Modified Butler Matrix for 2x2 Array Antennas”, Proceedings of APCC2008 copyright © 2008 IEICE 08 SB 0083.
- [12] J. L. Masa-Campos, Víctor Luzón-Mesas and R. J. López -Colino, “Basic Cell of a Reconfigurable Antenna with Dual Polarization for WIMAX Applications”

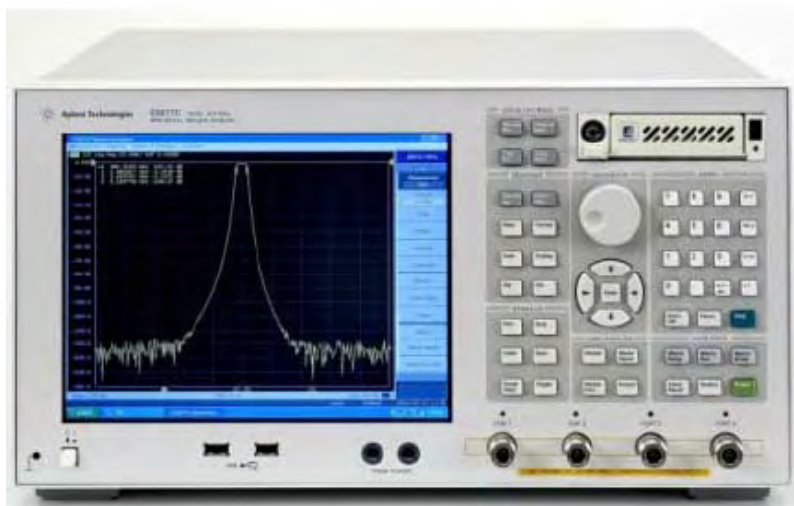
# ANEXOS

## A. INTRODUCCIÓN A LA CARACTERIZACIÓN DE COMPONENTES DE RF

### A.1 Analizador de redes Agilent – Modelo E5071C:

Un Analizador de Redes es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros S). Muchas propiedades eléctricas útiles de las redes o de componentes pueden expresarse por medio de los parámetros-S, como por ejemplo la ganancia, pérdida por retorno, relación de onda estacionaria de tensión (ROEV), coeficiente de reflexión y estabilidad de amplificación.

Este analizador de redes tiene dos puertos y abarca frecuencias de 9KHz hasta 20GHz.



**Fig. A.1** Analizador de Redes E5071C de Agilent Technologies propiedad de la EPS.

## A.2 Kit de calibración del analizador de redes:

Para la medida de los parámetros S de un circuito de RF se necesita eliminar o sustraer de la medición el efecto de todos aquellos errores sistemáticos como pueden ser las pérdidas en cables, conectores, etc. Para ello previamente a la medida del circuito de RF el VNA necesita ser calibrado. Mediante dicho proceso de calibración se suministra al VNA toda la información necesaria para que después pueda sustraer de la medida del circuito los efectos debidos a los errores sistemáticos mencionados. De esta manera se obtienen los parámetros S justo a la entrada del circuito que se quiere caracterizar, que en nuestro caso será el elemento radiante que conformará parte de la antena array. La manera de calibrar el VNA es ir conectando al cable que se va a utilizar en las medidas una serie de terminaciones: un cortocircuito, un circuito abierto y una carga de  $50\ \Omega$ , que es la impedancia característica del aparato. En nuestro caso los conectores del cable coaxial que unirá el analizador de redes con nuestro elemento radiantes, han sido unidos y soldados por nosotros en el taller de la Escuela, por lo que su calidad diferirá de la de un cable coaxial ya preparado, y que por otro lado hubiera sido bastante caro. Además, si se utilizan los dos puertos del analizador, también se necesitará un adaptador hembra-hembra que conecte entre sí los dos cables.

Para la caracterización, vamos a utilizar el HP/Agilent 85033E 50 ohm 3.5 mm calibration kit 9GHz. Los tres elementos terminaciones (cortocircuito, circuito abierto y carga de  $50\ \Omega$ ) que vamos a utilizar se encuentran incluidos en este kit, tanto hembra como macho.



**Fig. A.2** Kit de calibración Agilent Technologies. Vista exterior del estuche (izquierda) y contenido (derecha).

Antes de comenzar cualquier calibración, es bueno asegurar el rango de frecuencias en el que vamos a calibrar el aparato, para ello basta con introducirnos en el sub-menú SPAN y a continuación establecer el rango START-STOP y CENTER. El aparato nos pedirá conectar sucesivamente un circuito abierto, un cortocircuito y una carga de  $50\ \Omega$  igual a la del dispositivo, y a través de la interfaz gráfica del sistema iremos observando las correspondencias en términos de reflexión.

## **B. PUBLICACIONES**

### **TITULO:**

*“Basic Cell of a Reconfigurable Antenna with Dual Polarization for WIMAX Applications”*

### **AUTORES:**

José Luis masa Campos  
Víctor Luzón Mesas  
Ramiro José López Colino

Grupo de sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas (GSRCO) –  
Universidad Autónoma de Madrid.

### **ENTIDAD ORGANIZADORA:**

European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP).

### **CONGRESO:**

The 4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) 12-16 April 2010,  
Barcelona, Spain.

# Basic Cell of a Reconfigurable Antenna with Dual Polarization for WIMAX Applications

José Luis Masa-Campos , Víctor Luzón-Mesas, Ramiro José López-Colino  
[jose.luis.masa@uam.es](mailto:jose.luis.masa@uam.es), [victor.luzon@estudiante.uam.es](mailto:victor.luzon@estudiante.uam.es), [ramiro.lopez@estudiante.uam.es](mailto:ramiro.lopez@estudiante.uam.es)  
 Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas (GSRCO)  
 Universidad Autónoma de Madrid  
 28049 – Madrid (Spain)

**Abstract**— A 8x8 reconfigurable array antenna with dual lineal/circular polarization for WIMAX applications at 3.5 GHz has been designed. The antenna is composed of 4 elements basic cell sub-arrays with a Butler matrix inside. The basic cell sub-arrays are combined by means of digital phase shifters. The measured results of the radiating elements and RF modules are presented.

## I. INTRODUCTION

In this paper a dual linear/circular polarization reconfigurable antenna [1] for WIMAX applications in 3.5 GHz band is presented. The antenna is composed of 8x8 radiating patches, with a combined phase control of butler matrix and 4bit digital phase shifter. The global antenna is sub-divided in 2x2 or 1x4 element basic cells. A 2x2 array prototype has been manufactured and measured (Fig.1a,b), with a removable low profile polarizer, in order to obtain a circular (with) or a linear (without) polarization performance. The polarizer is composed of 45° tilted parasitic strips stacked on top of the radiating patches to provide circular polarization [2].

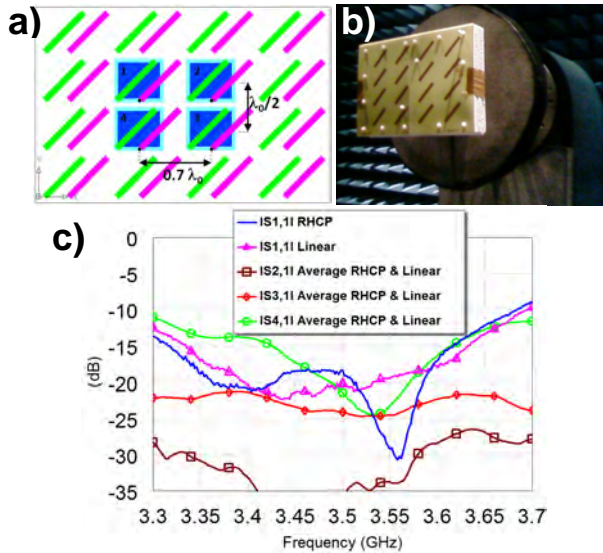


Fig. 1: a) Scheme of 2x2 sub-array with broadband polarizer, b) 2x2 sub-array in anechoic chamber, c) measured reflection coefficient with (RHCP) and without (Linear) polarizer, and mutual coupling.

A good reflexion is obtained with and without the polarizer (Fig 1c). No significant degradation of the antenna properties is observed [2], although high coupling effects have been measured between adjacent elements. Axial ratio and radiation pattern show good results with polarizer although some asymmetries have been found in the horizontal plane radiation pattern (Fig 2 b) due to high mutual coupling.

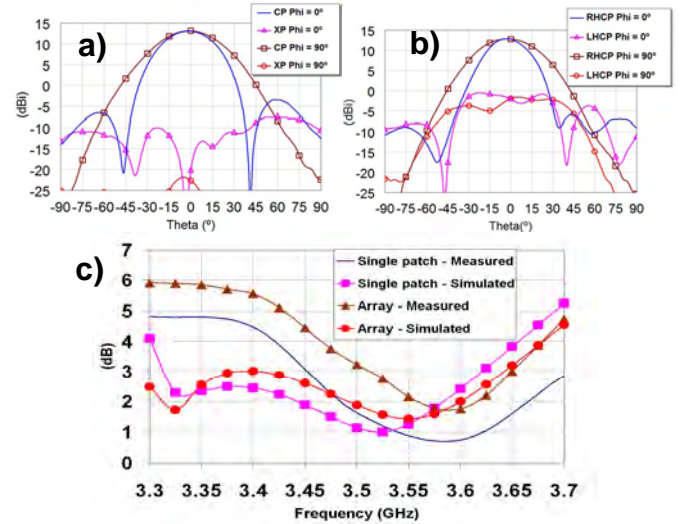


Fig. 2 Measured 2x2 sub-array results: Radiation pattern at 3.5 GHz - a) without polarizer (vertical), b) with polarizer (RHCP), c) Axial ratio

## II. BASIC CELL RF MODULE

The basic cell is composed of four elements and operates as a TX/RX module with phase control (Fig.3).

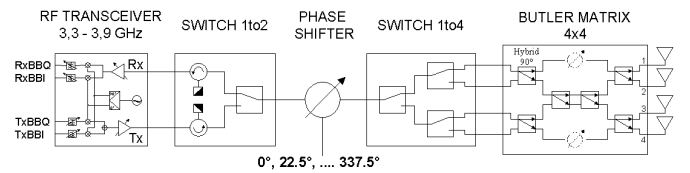


Fig. 3: Schematic of each basic cell RF module.

A 4x4 Butler matrix [3] is connected to the radiating elements, which fixes four phase combinations to feed the four patches of the cell. 90° Hybrid couplers in chip format have been used to implement the matrix circuit, with a



considerable space reduction. In order to select one of the four possible states of the Butler matrix a SP4T switch circuit has been designed, by using three SPDT switches (PEREGRINE PE4283) with CMOS logic control technology. In addition, a phase variation between different basic cells in the global antenna structure will be implemented by four bits digital phase shifters. Therefore, with this hybrid structure, a considerable cost reduction is achieved. Finally, the RF – IF transceiver module MAX28038 (MAXIM) for WIMAX (3.3 – 3.9 GHz) system is incorporate. The TX/RX mode in the transceiver is selected with a SPDT switch circuit as the one previously presented. A low noise amplifier in RX mode and a power amplifier in TX mode are included, besides an automatic gain control. Likewise, an internal PLL oscillator is implemented in the transceiver, with an external common clock signal.

The four elements basic cell can be implemented in a 2x2, 1x4 or 4x1 sub-array configuration. The cable connections between the Butler matrix and the basic cell patches will be modified depending on the selected option (Fig. 4).

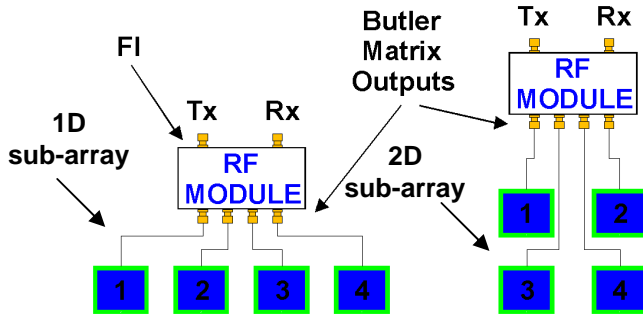


Fig. 4: RF circuit connected to a 1D or 2D sub-array.

All RF circuits have been implemented in evaluation kit boards to be individually measured (Fig 5).

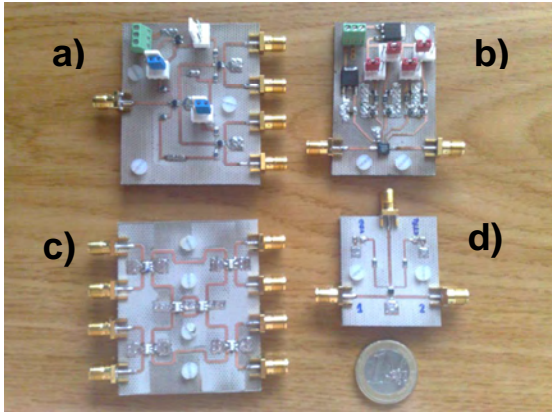


Fig. 5: RF evaluation kit circuits: a) SP4T switch, b) butter matrix, c) phase shifter, d) SPDT switch.

#### A. Butler Matrix

Two Butler matrixes (Fig.5 b) have been manufactured with different phase configurations according to the 1D [3] or 2D [4] selected sub-array configuration of the basic cell (Table I, II). The measured transmission phase (State 1&2:

symmetrical behaviour for states 3&4) and reflection coefficients are showed in (Fig 6 and 7).

TABLE I  
1D BUTLER MATRIX: THEORETICAL PERFORMANCE

Phase Differential (°)	IN 1	IN 2	IN 3	IN 4
$\Delta\text{phase}$	-45°	135°	45°	-135°

TABLE III  
2D BUTLER MATRIX: THEORETICAL PERFORMANCE

Port No.	IN 1	IN 2	IN 3	IN 4
OUT 1	0°	-90°	-90°	-180°
OUT 2	-90°	0°	-180°	-90°
OUT 3	-90°	-180°	0°	-90°
OUT 4	-180°	-90°	-90°	0°

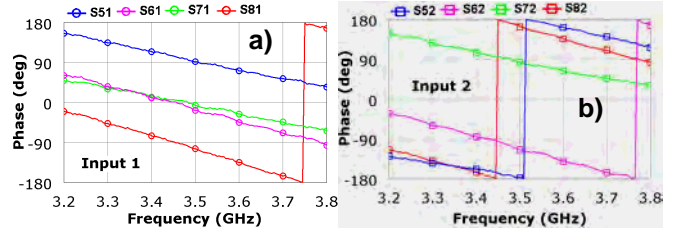


Fig. 6: Butler matrix measured transmission phase: a) input 1, b) input 2.

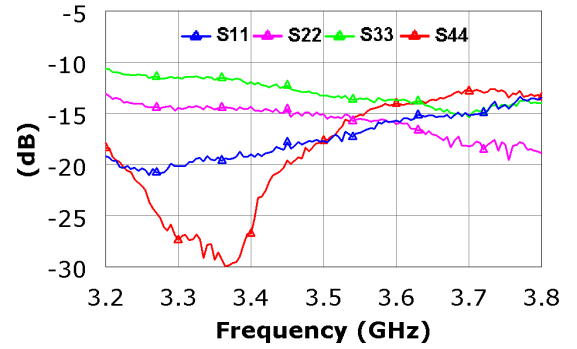


Fig. 7: Butler matrix measured reflection coefficients. Inputs 1 to 4.

#### B. Switch 1to4

The insertion losses of the SP4T switch (Fig.5 a) are higher than expected (5 dB). Measured isolation is lower in adjacent port, and higher in distant ports compared to component specifications (Fig. 8). Similar results are obtained in the other states.

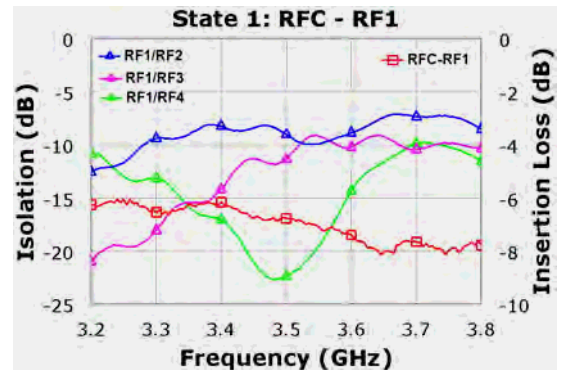


Fig. 8: SP4T switch insertion losses & port isolation. State 1.

### C. Phase Shifter

The measured 4 bit digital phase shifter provides a phase variation between different basic cells in the global antenna. The four bits determinates phase steps of  $22.5^\circ$  (Fig. 9). The measured phase error in each state is less than  $5^\circ$  in the entire operation band. Likewise, the insertion losses and reflection coefficient are quite similar to specified values (Fig 10).

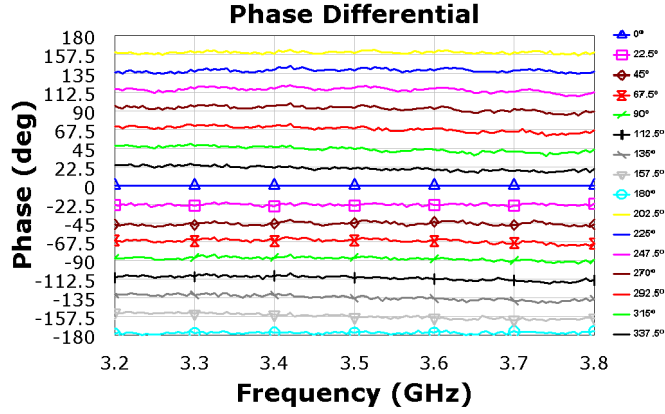


Fig. 9: Phase shifter: measured transmission phases.

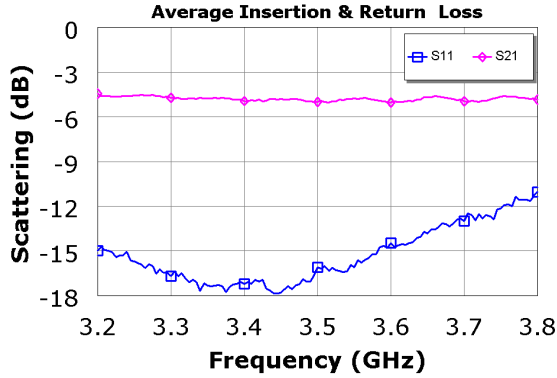


Fig. 10: Phase shifter: measured average insertion & return losses.

### D. Switch 1to2

The global antenna is able to operate in reception or transmission mode, which will be selected with a SPDT switch (Fig 5d).

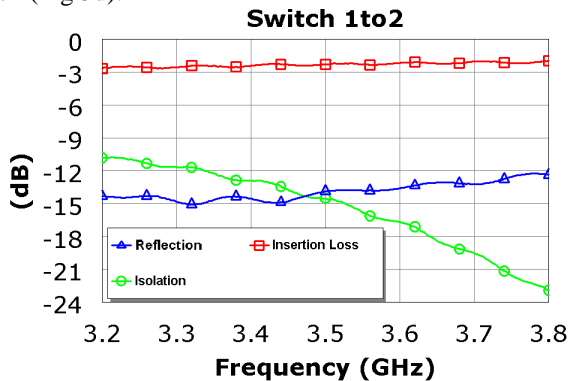


Fig. 11: SPDT switch: Measured reflection, insertion losses and port isolation

Low insertion losses have been measured ( $< 3\text{dB}$ ), although the isolation is insufficient to avoid signal distortion between TX or RX mode in the RF-FI transceiver (Fig. 11). Therefore, a circulator (Fig. 3) will be included to improve the isolation between the two output ports of the SPDT switch

### E. Transceiver Module

The transceiver can be used to convert the RF signal into base band I, Q signals. Likewise, a conversion to a low intermediate frequency ( $\text{IF} = 10\text{MHz}$ ) is possible. In this case, a band pass filter (bandwidth =  $5\text{ MHz}$ ) is required to reduce the noise (not included in the transceiver chip). A transceiver evaluation kit has been purchased to test the base cell performance (Fig.12).

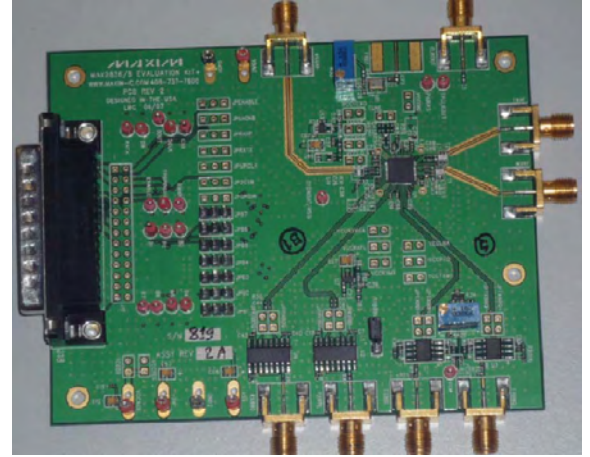


Fig. 12: Transceiver evaluation board.

Two different cases have been considered in the transceiver measurements: a RF tone and a  $5\text{MHz}$  bandwidth WIMAX signal modulated by a RF carrier Fig. 13 shows the reception mode measurement with a  $3.6\text{ GHz}$  RF carrier (with and without WIMAX signal), which is mixed to  $\text{IF} = 10\text{ MHz}$ . The effect of the reconfigurable low pass filter inside the transceiver is observed (max. bandwidth =  $30\text{MHz}$ ) after the down conversion process. Fig. 14 shows the transmission mode, where a RF band pass filter is required to eliminate both the transceiver oscillator and the image band.

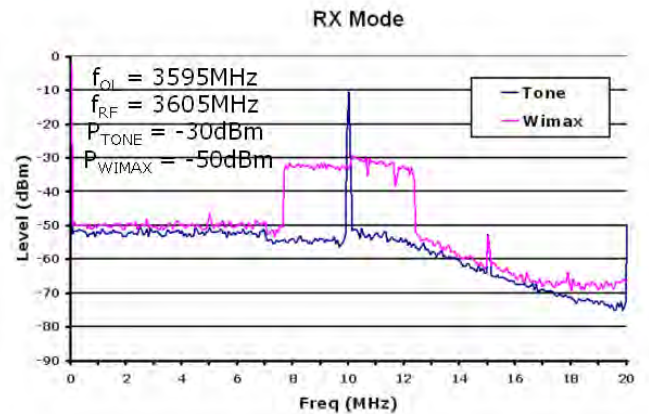


Fig. 13: Transceiver in RX mode: 3.6 GHz tone & WIMAX signal.

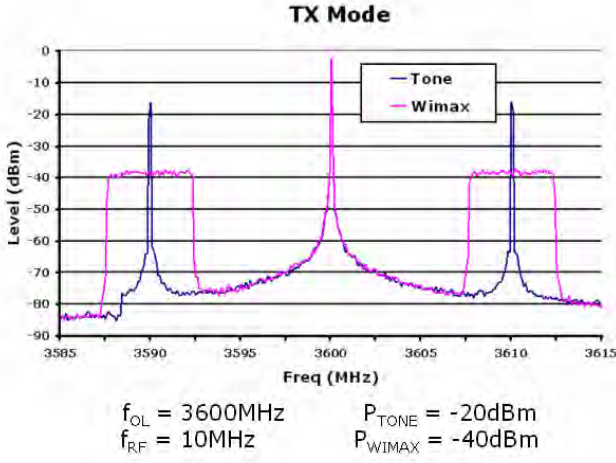


Fig. 14: Transceiver in TX mode: 3.6 GHz tone & WIMAX signal.

### III. GLOBAL ANTENNA

A 8x8 prototype has been manufactured (Fig.15). Each basic cell sub-array of four elements will be jointed to a RF module, as the one showed in Fig.3 scheme. In this case, the number of phased shifters is reduced from 64 to 16.

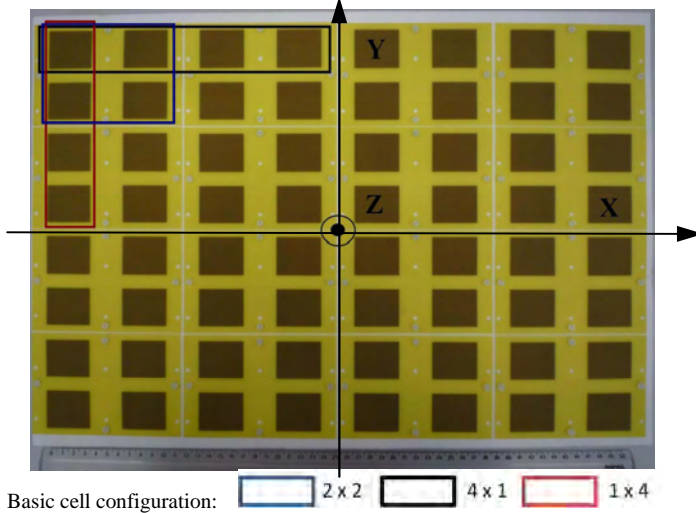


Fig. 15: Manufactured 8x8 array prototype.

According to the basic cell configuration the better aiming and bigger range has been evaluated in order to choose the adequate antenna structure. The 1D Butler matrix (TABLE I) is required for the 4x1 or 1x4 basic cell structures, while the 2D matrix (TABLE II) is necessary for the 2x2 configuration. The computed results of the 1D Butler matrix applied to all the basic cell configurations are summarized in TABLE III.

The two main cut planes are showed ( $\Phi = 0^\circ, 90^\circ$ ). Two angular regions are considered to show the reconfigurable antenna coverage of the main beam tilt angle: a) SLL < main beam level, b) SLL < -8dB below main beam level. The appropriate antenna performance is achieved in region b). Linear configurations (4x1, 1x4) only provide a good range in the direction where the 1D Butler matrix is not used. The 2x2 configuration with 1D Butler matrix must be discarded too

because the  $\pm 135^\circ$  phase states generate high side lobes in the radiation pattern. In fact, the reconfigurable antenna theoretically covers from  $0^\circ$  to  $90^\circ$  and from  $180^\circ$  to  $270^\circ$  with  $\pm 45^\circ$  phase states of the 1D Butler matrix.

TABLE III  
COMPUTED RADIATION PATTERN COVERAGE WITH 1D BUTLER MATRIX

Plane	Elevation angle coverage ( $^\circ$ )		
	1x4	4x1	2x2
<b>Phi=0°</b> (SLL < main beam level)	2.5 – 16.5 & 21 – 37	0 – 43	0.5° – 42°
<b>Phi=90°</b> (SLL < main beam level)	0 – 78.5	3.5 – 24 & 31 – 60	2° – 45°
<b>Phi=0°</b> (SLL < -8 dB)	8 – 11.5	0 – 20	0.5° – 17°
<b>Phi=90°</b> (SLL < -8 dB)	0 – 60.5	9 – 17 & 39.5 – 50	2° – 37°

The 2D Butler matrix provides independence between  $\Phi = 0^\circ$  and  $\Phi = 90^\circ$  aiming when a 2x2 array configuration is used. The global antenna performance is computed with the 2D Butler matrix and the 2x2 basic cell configuration. Different phase values ( $45^\circ, 67.5^\circ$  and  $90^\circ$ ) have been considered for the symmetrical phase lines inside the matrix structure (Fig. 3):

TABLE IV  
COMPUTED RADIATION PATTERN COVERAGE WITH 2D BUTLER MATRIX AND 2X2 BASIC CELL CONFIGURATION

Config	45°	67.5°	90°
Phi=0° (SLL < main beam level)	0.5° – 29.5°	1° – 35.5°	1° – 32°
Phi=90° (SLL < main beam level)	1.5° – 33.5°	1° – 42.5°	2° – 45°
Phi=0° (SLL < -8 dB)	0° – 19.5°	3° – 22°	8° – 20°
Phi=90° (SLL < -8 dB)	1.5° – 25.5°	1° – 33.5°	2° – 37°

The  $67.5^\circ$  case provides the best results. Nevertheless, the matrix has been implemented with commercial encapsulated  $90^\circ$  hybrid couplers. Under these conditions, the simulated radiation patterns for both main planes and several phase shifter states ( $\alpha$ ) are showed in Fig. 16 and Fig. 17.

The reflection coefficient of the centrally placed array elements in the 8x8 prototype has been measured and compared with the single 2x2 results [1]. As Fig. 18 shows, with the same layer structure (separation between the upper and lower stacked patches), the reflection coefficient degrades significantly due to high mutual coupling effects (Fig. 19). The main contribution is due to vertical (Y direction) component, which slowly decrease with the patches' separation. An optimization process of the double stacked



patch layers has been applied to compensate these effects, although the initial 2x2 patch reflection is not totally restored.

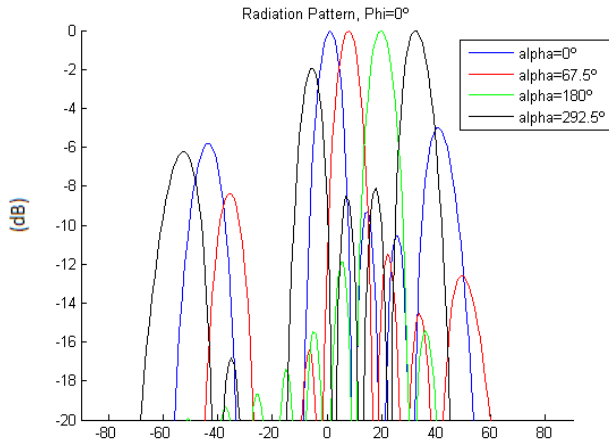


Fig. 16: Simulated reconfigurable antenna radiation pattern.  $\Phi = 0^\circ$ .

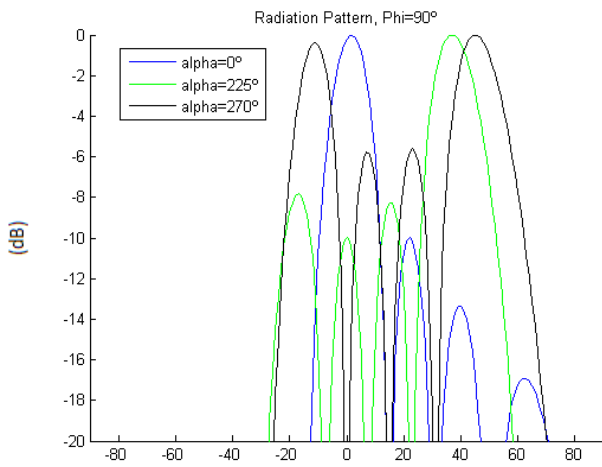


Fig. 17: Simulated reconfigurable antenna radiation pattern.  $\Phi = 90^\circ$ .

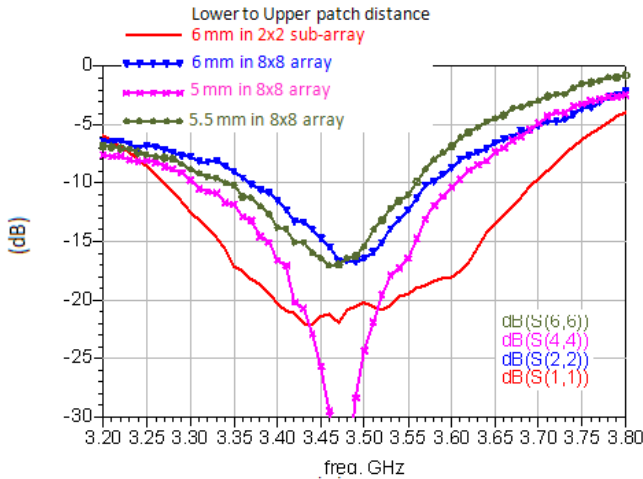


Fig. 18: Measured patch reflection coefficient in 2x2 sub-array and 8x8 array prototype.

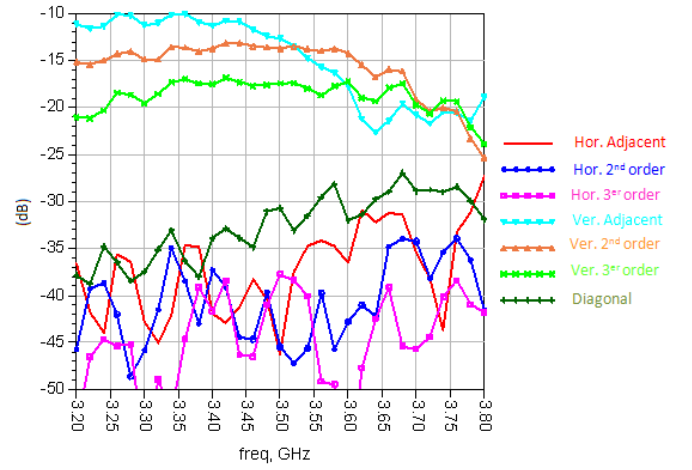


Fig. 19: Measured patch mutual coupling in the 8x8 array prototype.

#### IV.. CONCLUSION

The basic cell module of a reconfigurable antenna for WIMAX applications has been presented. From preliminary results of a 2x2 sub-array, the RF module of the basic cell has been designed, manufactured and measured with, in general, satisfactory results. The angle coverage capability of the global 8x8 antenna has been studied, with several Butler matrix configurations in combination with digital phase shifters between antenna basic cells.

Future research must be aimed in the integration of the RF modules in the 8x8 prototype. Likewise, the antenna will be connected to a FPGA architecture, in order to control the appropriated states of the phase shifters and the Butler matrixes, as well as the implementation of an adaptive algorithm to include intelligence in the system. This structure also possibilities the use of the antenna as a MIMO system, or a multi beam antenna.

#### ACKNOWLEDGMENT

This work is supported by Madrid Region Government and the Autonoma University of Madrid, Ref. CCG07-UAM/TIC-1794 and CCG08-UAM/TIC-4315.

#### REFERENCES

- [1] C.H. Lai, T.Y. Han, T.R. Chen, "Circularly - Polarized Reconfigurable Microstrip Antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 23, no. 2-3, 2009, pp. 195 - 201.
- [2] Masa Campos, J.L.; Gonzalez Fernandez, F.; "Dual linear/circular polarization patch antenna with broadband polarizer for 3.5 GHz WiMAX systems", *Antennas and Propagation*, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on 23-27 March 2009 Page(s): 380 - 383
- [3] Gruszczynski, S.; Wincza, K.; "Broadband 4 Times 4 Butler Matrices as a Connection of Symmetrical Multisection Coupled-Line 3-dB Directional Couplers and Phase Correction Networks", *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on Volume 57, Issue 1, Jan. 2009 Page(s):1 - 9
- [4] Uthansaku, M.; Uthansaku, P.; "2.4 GHz DOA finder using modified butler matrix for 2x2 array antennas", *Communications*, 2008. APCC 2008. 14th Asia-Pacific Conference on 14-16 Oct. 2008 Page(s):1 - 5

## **C. DATASHEET DE COMPONENTES**

- **C.1:** Switch SPDT - PE4283 [Peregrine].
- **C.2:** Switch SPDT - VSWA2 [Mini-Circuits].
- **C.3:** Desfasador Digital - MAPS-008343-PKG003 [Tyco Electronics].
- **C.4:** Acoplador Híbrido 90° - QCN-45D+ [Mini-Circuits].
- **C.5:** Transceptor WiMAX - MAX2838 [MAXIM].

## C.1: Switch SPDT - PE4283 [Peregrine].



### Product Specification

## PE4283

**SPDT High Power UltraCMOS™**  
DC – 4.0 GHz RF Switch

#### Features

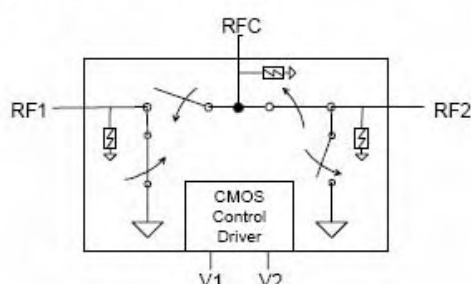
- Single-pin or complementary CMOS logic control inputs
- 1.5 kV ESD tolerance
- Low insertion loss: 0.65 dB at 1000 MHz, 0.70 dB at 2500 MHz
- RFC-RF1/RF2 isolation of 33.5 dB at 1000 MHz, 21.5 dB at 2500 MHz
- RF1-RF2 isolation of 37.5 dB at 1000 MHz, 22 dB at 2500 MHz
- Typical input 1 dB compression point of +32 dBm
- Ultra-small SC-70 package

### Product Description

The PE4283 RF Switch is designed to cover a broad range of applications from DC through 4000 MHz. This reflective switch integrates on-board CMOS control logic with a low voltage CMOS-compatible control interface, and can be controlled using either single-pin or complementary control inputs. The PE4283 operates using a +3 volt power supply.

The PE4283 SPDT High Power RF Switch is manufactured on Peregrine's UltraCMOS™ process, a patented variation of silicon-on-insulator (SOI) technology on a sapphire substrate, offering the performance of GaAs with the economy and integration of conventional CMOS.

**Figure 1. Functional Diagram**



**Figure 2. Package Type SC-70**

6-lead SC-70



**Table 1. Electrical Specifications @ +25 °C, V<sub>DD</sub> = 3 V (Z<sub>S</sub> = Z<sub>L</sub> = 50 Ω)**

Parameter	Conditions	Min	Typical	Max	Units
Operation Frequency <sup>1</sup>	DC - 4000	DC		4000	MHz
Insertion Loss	1000 MHz 2500 MHz		0.65 0.70	0.75 0.80	dB dB
Isolation: RFC - RF1/RF2	1000 MHz 2500 MHz	31.5 19.5	33.5 21.5		dB dB
Isolation: RF1 - RF2	1000 MHz 2500 MHz	35.5 20	37.5 22		dB dB
Return Loss	1000 MHz 2500 MHz		19 16		dB dB
'ON' Switching Time	50% CTRL to 0.1 dB of final value, 1 GHz		0.725	1.5	μs
'OFF' Switching Time	50% CTRL to 25 dB isolation, 1 GHz		0.625	1.3	μs
Input 1 dB Compression	1000 MHz	30	+32		dBm
Input IP3	1000 MHz, 20 dBm input power		+53		dBm

Note: 1. Device linearity will begin to degrade below 10 MHz.

## C.1: Switch SPDT - PE4283 [Peregrine].



### Product Specification

## PE4283



### PE4283

Product Specification

Figure 3. Pin Configuration (Top View)

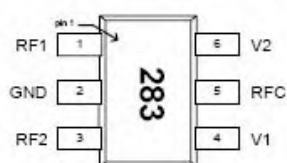


Table 2. Pin Descriptions

Pin No.	Pin Name	Description
1	RF1	RF Port1 <sup>2</sup>
2	GND	Ground connection. Traces should be physically short and connected to ground plane for best performance.
3	RF2	RF Port2 <sup>2</sup>
4	V1	Switch control input, CMOS logic level.
5	RFC	RF Common <sup>2</sup>
6	V2	This pin supports two interface options: <i>Single-pin control mode.</i> A nominal 3-volt supply connection is required. <i>Complementary-pin control mode.</i> A complementary CMOS control signal to V1 is supplied to this pin.

Note: 2. All RF pins must be DC blocked with an external series capacitor or held at 0 VDC.

Table 3. Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter/Conditions	Min	Max	Units
$V_{DD}$	Power supply voltage	-0.3	4.0	V
$V_I$	Voltage on any input	-0.3	$V_{DD} + 0.3$	V
$T_{ST}$	Storage temperature range	-65	150	°C
$T_{OP}$	Operating temperature range	-40	85	°C
$P_{IN}$	Input power (50Ω)		+34	dBm
$V_{ESD}$	ESD Voltage (HBM, ML_STD 883 Method 3015.7)		1500	V
	ESD Voltage (MM, JEDEC, JESD22-A114-B)		100	V

Absolute Maximum Ratings are those values listed in the above table. Exceeding these values may cause permanent device damage. Functional operation should be restricted to the

Table 4. DC Electrical Specifications

Parameter	Min	Typ	Max	Units
$V_{DD}$ Power Supply Voltage	2.0	3.0	3.3	V
$I_{DD}$ Power Supply Current ( $V_1 = 3V$ , $V_2 = 3V$ )		8	50	μA
Control Voltage High	$0.7 \times V_{DD}$			V
Control Voltage Low			$0.3 \times V_{DD}$	V

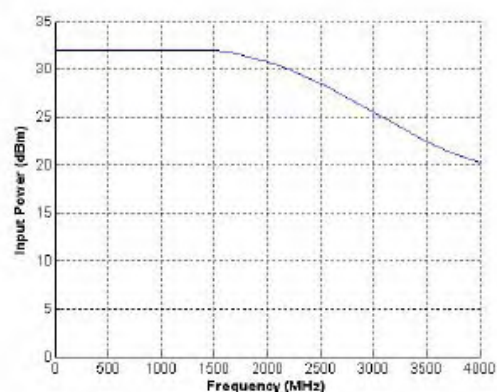
### Latch-Up Avoidance

Unlike conventional CMOS devices, UltraCMOS™ devices are immune to latch-up.

### Electrostatic Discharge (ESD) Precautions

When handling this UltraCMOS™ device, observe the same precautions that you would use with other ESD-sensitive devices. Although this device contains circuitry to protect it from damage due to ESD, precautions should be taken to avoid exceeding the rating specified in Table 3.

Figure 4. Maximum Operating Input Power<sup>3</sup>



Note: 3. Operating within DC limits (Table 4).



**PE4283**

Product Specification

**Table 5. Single-pin Control Logic Truth Table**

Control Voltages	Signal Path
Pin 6 (V2) = $V_{DD}$ Pin 4 (V1) = High	RFC to RF1
Pin 6 (V2) = $V_{DD}$ Pin 4 (V1) = Low	RFC to RF2

**Table 6. Complementary-pin Control Logic Truth Table**

Control Voltages	Signal Path
Pin 6 (V2) = Low Pin 4 (V1) = High	RFC to RF1
Pin 6 (V2) = High Pin 4 (V1) = Low	RFC to RF2

**Control Logic Input**

The PE4283 is a versatile RF CMOS switch that supports two operating control modes; single-pin control mode and complementary-pin control mode.

*Single-pin control mode* enables the switch to operate with a single control pin (pin 4) supporting a +3-volt CMOS logic input, and requires a dedicated +3-volt power supply connection (pin 6). This mode of operation reduces the number of control lines required and simplifies the switch control interface typically derived from a CMOS  $\mu$ Processor I/O port.

*Complementary-pin control mode* allows the switch to operate using complementary control pins V1 and V2 (pins 4 & 6), that can be directly driven by +3-volt CMOS logic or a suitable  $\mu$ Processor I/O port. This enables the PE4283 to operate in positive control voltage mode within the PE4283 operating limits.

## C.1: Switch SPDT - PE4283 [Peregrine].



### Product Specification

## PE4283

PE4283  
Product Specification



### Typical Performance Data

Figure 7. Insertion Loss @ 25 °C

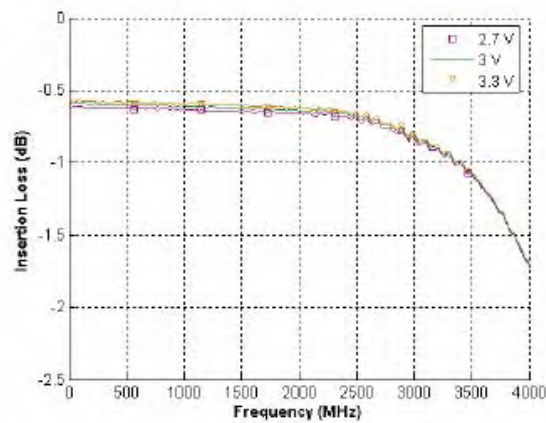


Figure 8. Insertion Loss @ 3 V

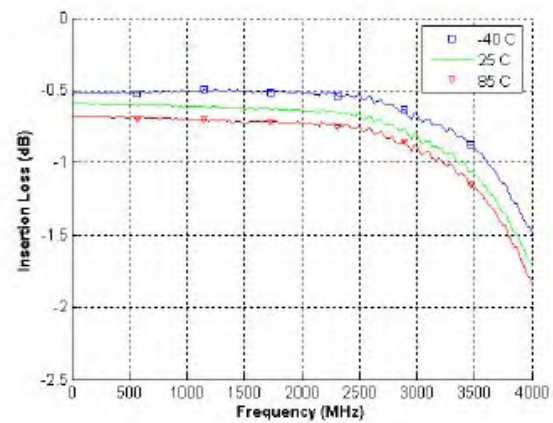


Figure 9. Isolation: RF1-RF2 @ 25 °C

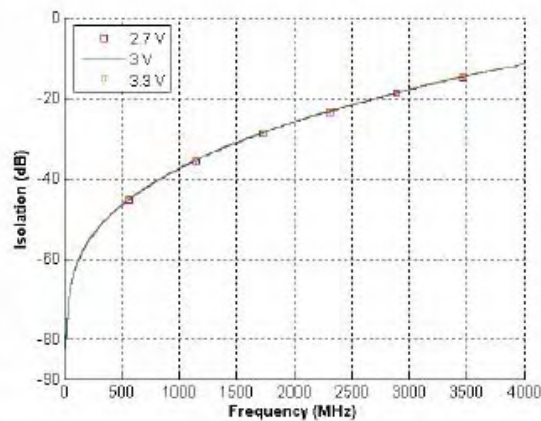
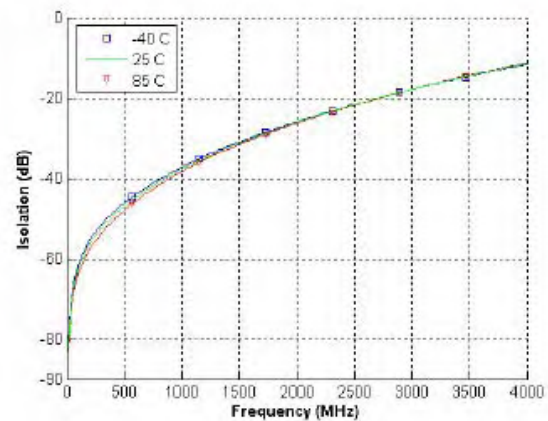


Figure 10. Isolation: RF1-RF2 @ 3 V



## C.1: Switch SPDT - PE4283 [Peregrine].



### Product Specification

## PE4283



**PE4283**  
Product Specification

### Typical Performance Data

Figure 11. Isolation: RFC-RF1/RF2 @ 25 °C

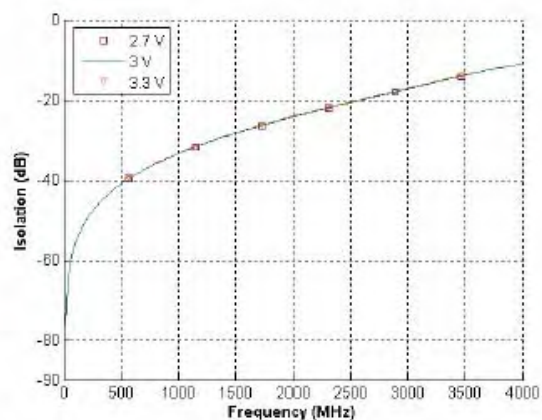


Figure 12. Isolation: RFC-RF1/RF2 @ 3 V

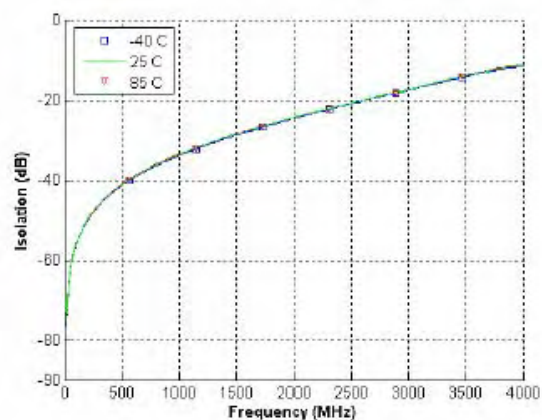


Figure 13. Return Loss: RF1-RF2 @ 25 °C

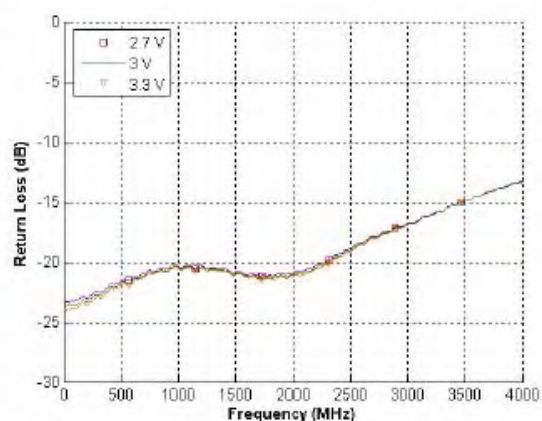
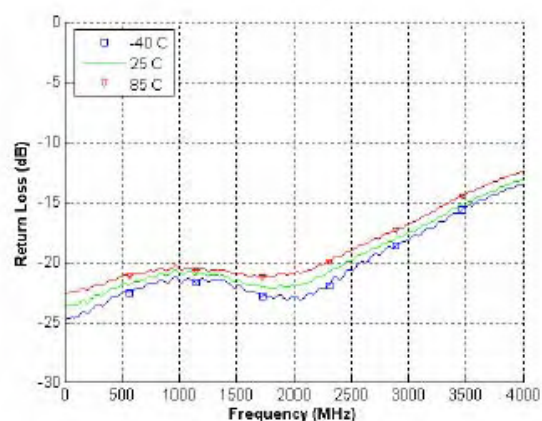


Figure 14. Return Loss: RF1-RF2 @ 3 V





## C.1: Switch SPDT - PE4283 [Peregrine].



### Product Specification

## PE4283

### PE4283 Product Specification



### Typical Performance Data

Figure 15. Return Loss: RFC-RF1 @ 25 °C

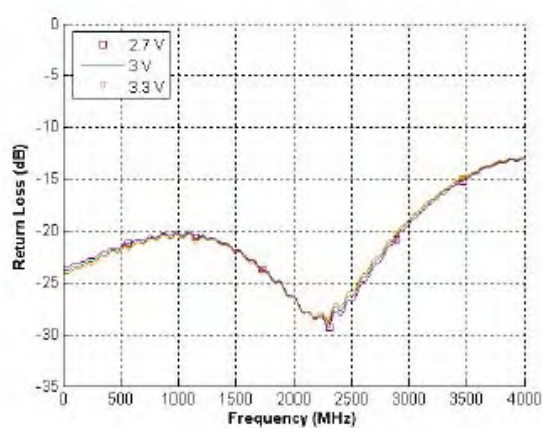


Figure 16. Return Loss RFC-RF1 @ 3 V

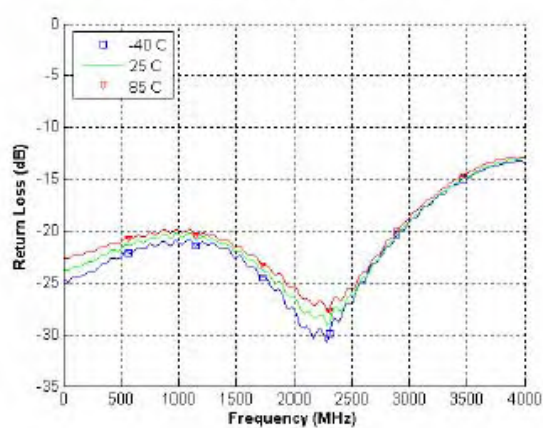


Figure 17. Return Loss: RFC-RF2 @ 25 °C

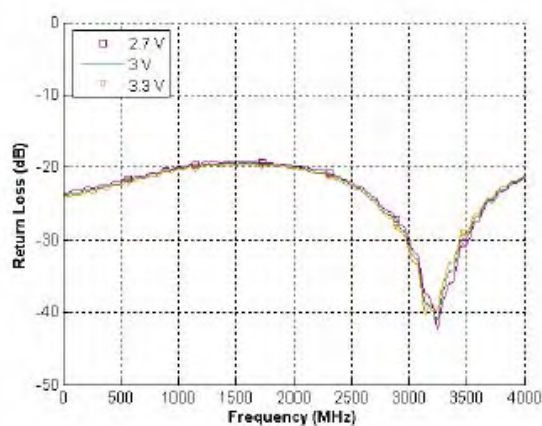
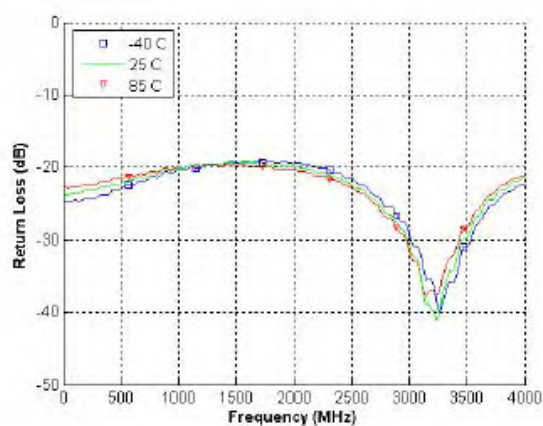


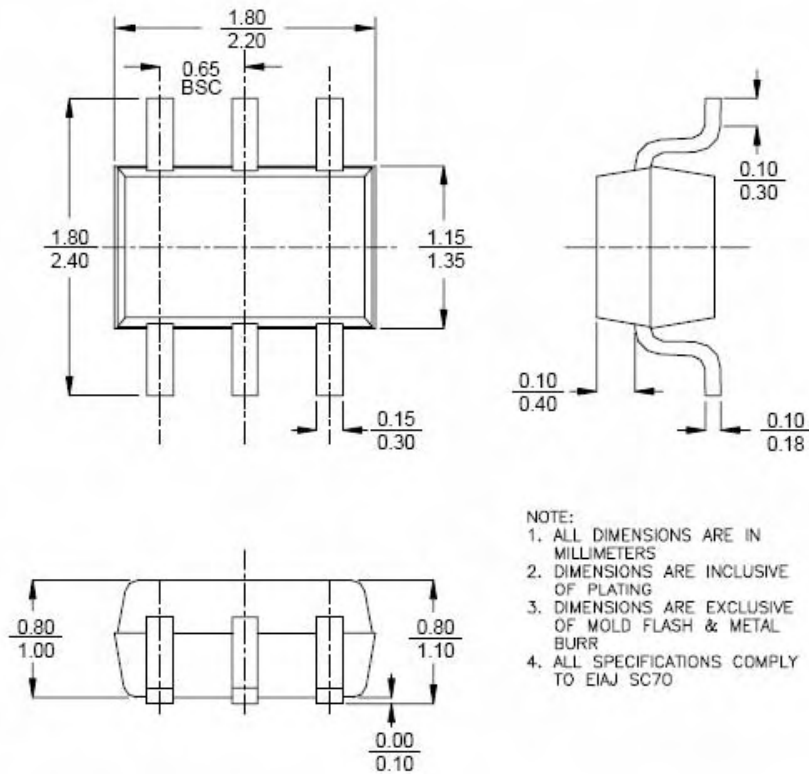
Figure 18. Return Loss: RFC-RF2 @ 3 V



C.1: Switch SPDT - PE4283 [Peregrine].

**Figure 20. Package Drawing**

6-lead SC-70



## C.2: Switch SPDT - VSWA2 [Mini-Circuits].

# SPDT RF Switch

50Ω 500-6000 MHz

Absorptive RF Switch with internal driver.  
Single Supply Voltage, +3V to +5V

### Product Features

- High Isolation, 65 dB typ. at 1 GHz
- Low insertion loss, 1.0 dB typ. at 1 GHz
- High IP3, 50 dBm typ. at 1 GHz
- Fast switching, Rise/fall time, 23 ns typ.
- Low current consumption, 12 μA typ.

### Typical Applications

- Automated switching networks
- Cellular/ PCS
- ISM, WCDMA, WiMAX, LTE

### General Description

VSWA2-63DR+ is a high isolation absorptive SPDT switch with integral CMOS driver, operates with single positive supply voltage while consuming, 12μA typical. It has been designed for very wideband operation of 500-6000 MHz for 50Ω systems and yet is usable in 75Ω systems with degraded return loss. This switch is usable over an extended frequencies from 300 kHz to 500 MHz with reflective switch performance. It is packaged in a tiny 4mm x 4mm x 0.9mm package and is rated MSL1 and class 1A ESD.



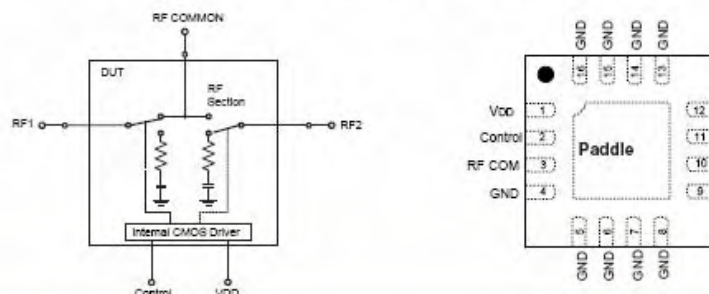
## VSWA2-63DR+

CASE STYLE: DG1235  
PRICE: \$0.99 ea. QTY. (100)

+ RoHS compliant in accordance  
with EU Directive (2002/95/EC)

The + Suffix has been added in order to identify RoHS  
Compliance. See our web site for RoHS Compliance  
methodologies and qualifications.

### Simplified Schematic and Pad Description



Function	Pad Number	Description
RF COM	3	RF Common/ SUM Port, requires DC block (see Fig. 2)
RF1	12	RF Out #1/In Port #1, requires DC block (see Fig. 2)
RF2	9	RF Out #1/In Port #2, requires DC block (see Fig. 2)
Control	2	CMOS Control IN
VDD	1	Supply Voltage
GND	4,5,6,7,8,10,11 13,14,15,16, paddle	RF Ground

**Mini-Circuits®**  
ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data instantly at [minicircuits.com](http://minicircuits.com)

RF/MICROWAVE COMPONENTS

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at [www.minicircuits.com/MCStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCStore/terms.jsp).

For detailed performance specs  
& shipping info see web site

REV. OR  
M123987  
VSWA2-63DR+  
ED-12806A  
001/007  
Page 1 of 5



## C.2: Switch SPDT - VSWA2 [Mini-Circuits].

### SPDT RF Switch

### VSWA2-63DR+

RF Electrical Specifications<sup>(1)</sup>, 500 - 6000 MHz,  $T_{AMB}=25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{DD}=+3\text{V to }+5\text{V}$

Parameter	Condition (MHz)	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		500		6000	MHz
Insertion Loss <sup>(2)</sup>	0.3 to 500		1.0		dB
	500 to 2000		1.0	1.3	
	2000 to 3000		1.2	1.5	
	3000 to 4000		1.2	1.5	
	4000 to 6000		1.5	1.9	
Isolation between Common port and RF1/RF2 Ports	0.3 to 500		60		dB
	500 to 2000	56	70		
	2000 to 3000	50	60		
	3000 to 4000	45	54		
	4000 to 6000	38	44		
Isolation between RF1 and RF2 ports	0.3 to 500		60		dB
	500 to 1000	50	60		
	1000 to 2000	45	54		
	2000 to 3000	40	46		
	3000 to 4000	38	43		
	4000 to 6000	34	40		
Return Loss (ON STATE)	0.3 to 500		20		dB
	500 to 2000		20		
	2000 to 3000		15		
	3000 to 4000		15		
	4000 to 6000		16		
Return Loss @ RF1/RF2 ports (OFF STATE)	500 to 2000		13		dB
	2000 to 3000		13		
	3000 to 4000		14		
	4000 to 6000		14		
Input IP3	$V_{CC}=3\text{V}$	500 to 2000	46		dBm
		2000 to 6000	40		
	$V_{CC}=5\text{V}$	500 to 2000	50		
		2000 to 6000	44		
Input Compression <sup>(3)</sup>	1dB, $V_{CC}=3\text{V}$	500 to 2000	24		dBm
		2000 to 6000	22		
	0.2 dB, $V_{CC}=5\text{V}$	500 to 2000	30		
		2000 to 6000	27		

### DC Electrical Specifications

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
VDD, Supply Voltage	3		5	V
Supply Current ( $V_{DD}=5\text{V}$ ) <sup>(4)</sup>		12		$\mu\text{A}$
Control Voltage Low	0		0.5	V
Control Voltage High <sup>(5)</sup>	2.7		$V_{CC}$	V
Control Current		5		$\mu\text{A}$

#### Notes:

1. Tested on Mini-Circuit's test board TB-407+, using Agilent's N5230A network analyzer (see Characterization Test Circuit, Fig.1).
2. Insertion loss values are deembedded from test board loss.
3. Do not exceed RF input power as shown in Absolute Maximum Rating table.
4. Supply current increases with switching repetition rate. See graph.
5. CMOS Interface. Latch up condition may occur when logic high signal is applied prior to power supply.

### Switching Specifications

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Rise/Fall Time (10 to 90% or 90 to 10% RF)		23		nSec
Switching Time, 50% CTRL to 90/10% RF		35		nSec
Video Feedthrough, (control 0 to 3V, freq.=500 KHz, $V_{DD}=5\text{V}$ )		25		mV <sub>RIP</sub>



ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at [minicircuits.com](http://minicircuits.com)

IF/RF MICROWAVE COMPONENTS

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at [www.minicircuits.com/MCStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCStore/terms.jsp).

For detailed performance specs & shopping online see web site



## C.2: Switch SPDT - VSWA2 [Mini-Circuits].

### SPDT RF Switch

### VSWA2-63DR+

#### Absolute Maximum Ratings<sup>(6)</sup>

Parameter	Rating
Operating Temperature	-40°C to +85°C
Storage Temperature	-65°C to 150°C
V <sub>DD</sub> , Supply Voltage	2.7 to 5.5V
Voltage Control	-0.2V Min. V <sub>DD</sub> Max.
RF input power	1Watt
Dissipated Power at 25°C	350mW

6. Operation of this device above any of these conditions may cause permanent damage.

#### Truth Table (State of control voltage selects the desired switch state)

State of Control Voltage	RF Common to	
	RF1	RF2
Low	ON	OFF
High	OFF	ON

ON- low insertion loss state OFF- Isolation State

#### Characterization Test Circuit

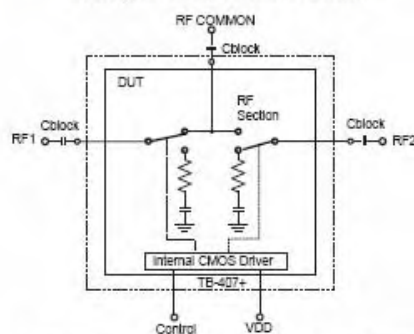


Figure 1: Block Diagram Of Test Circuit Used For Characterization.  
(DUT soldered on Mini-Circuit's TB-407+)

#### Test Equipment:

For Insertion loss, Isolation, Return loss and DC current:

Agilent's N5230A Network Analyzer, E3631A power supply, Cblock: Internal to network Analyzer.

For Switching Time and DC Current:

Agilent's 54832B oscilloscope, 81110A pulse generator and E3631 A power supply. Cblock: Mini-Circuits BLK-18-S+

For Input IP3:

Mini-Circuits DC blocks: BLK-18-S+ on all ports, Agilent's E8257D signal generators, 437B power meter, N9020A Signal analyzer and E3631 A power supply.

For Compression:

Mini-Circuits DC blocks: BLK-18-S+ on all ports, ZVE-8G and ZHL-42W amplifier as driver amplifier at RF Common, Agilent's N5230A Network Analyzer, E3631A power supply

#### Conditions:

V<sub>DD</sub> = +3 and +5V, Control = 0 and 3V.

For Insertion loss, isolation and return loss: Pin=0 dBm

For Input IP3: Pin=5dBm/1tone.

For Switching time: RF frequency: 500 MHz at 0 dBm, Control Frequency: 500 KHz and 0 and +3V.



ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 932-4661 The Design Engineers Search Engine

IF/RF MICROWAVE COMPONENTS



Provides ACTUAL Data Instantly at [minicircuits.com](http://minicircuits.com)

For detailed performance specs & shopping online see web site

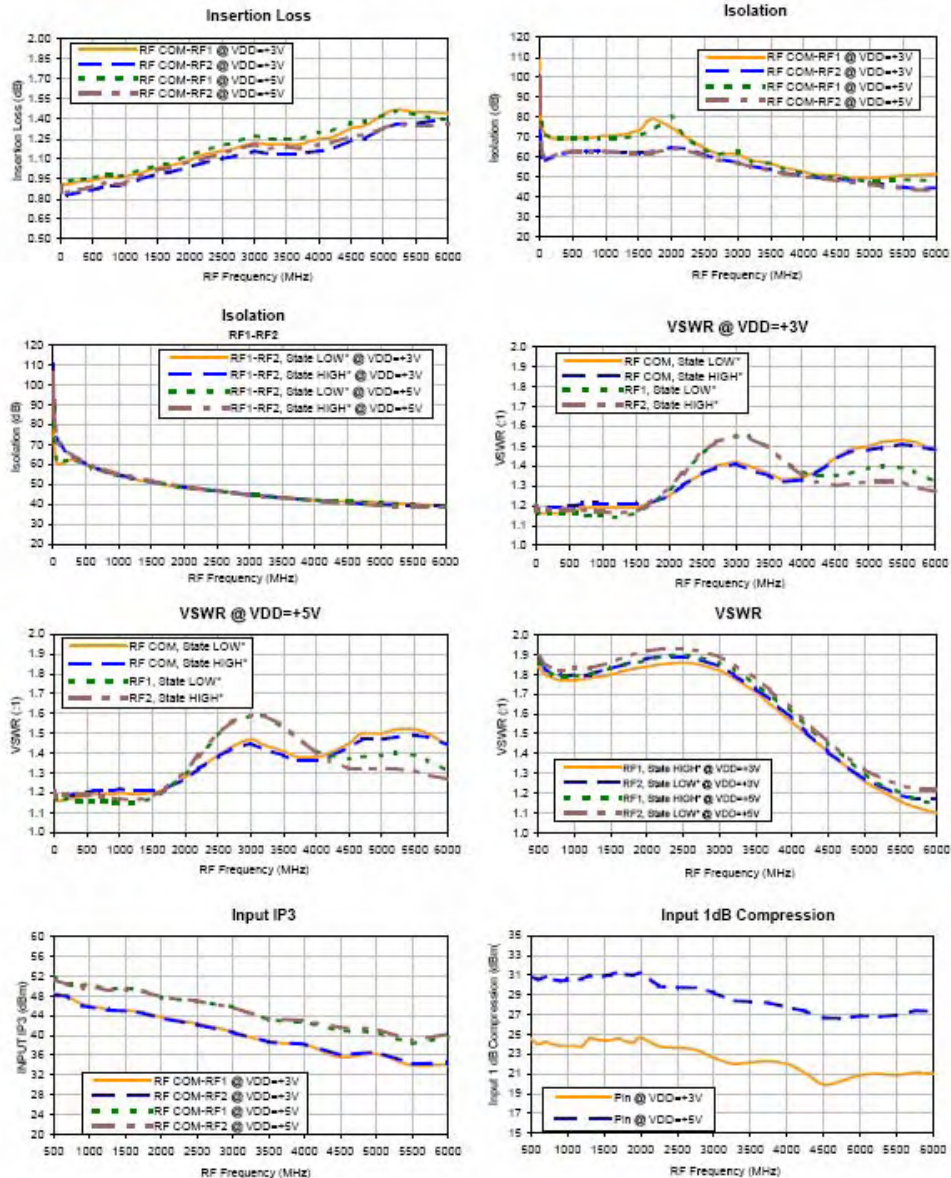
Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at [www.minicircuits.com/MCUSTore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCUSTore/terms.jsp).

## C.2: Switch SPDT - VSWA2 [Mini-Circuits].

### RF Switch SPDT

### VSWA2-63DR+

#### Typical Performance Curves



\*Note

State of Control Voltage	RF Common to	
	RF1	RF2
LOW	ON	OFF
HIGH	OFF	ON

ON - Low insertion loss state  
OFF - Isolation state

**Mini-Circuits**  
ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350108, Denville, New Jersey 07834-0108 Tel: (973) 326-4000 Fax: (973) 326-4001 For detailed performance specs & shipping online see Mini-Circuits web site  
The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly from MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)  
RF/MICROWAVE COMPONENTS

[minicircuits.com](http://minicircuits.com)

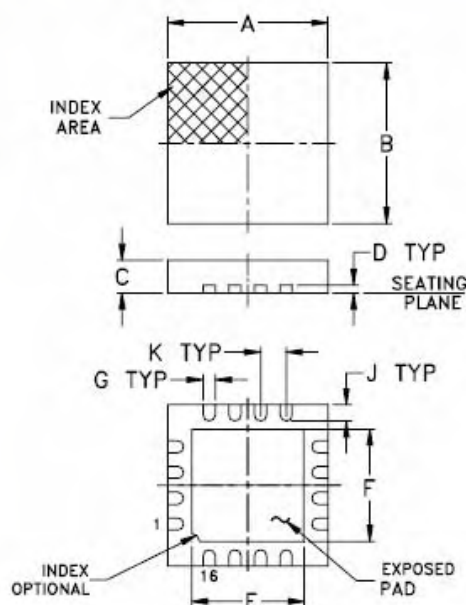
REV. X1  
VSWA2-63DR+  
10/16/2009  
Page 1 of 2

# Case Style

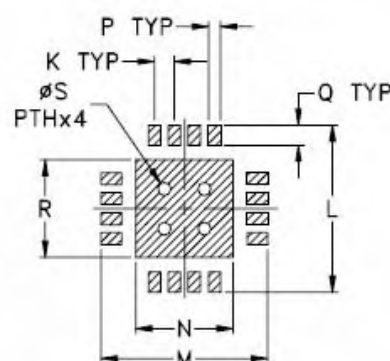
# DG

DG1235

## Outline Dimensions



## PCB Land Pattern



Suggested Layout,  
Tolerance to be within  $\pm .002$

CASE #	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K
DG1235	.157 (4.00)	.157 (4.00)	.035 (0.90)	.008 (0.20)	.085 (2.16)	.085 (2.16)	.012 (0.30)	--	.022 (0.56)	.026 (0.65)

CASE #	L	M	N	P	Q	R	S	WT. GRAM
DG1235	.185 (4.70)	.185 (4.70)	.085 (2.16)	.014 (0.36)	.035 (0.89)	.085 (2.16)	.013 (0.33)	.04

Dimensions are in inches (mm). Tolerances: 2 Pl.  $\pm .01$ ; 3 Pl.  $\pm .005$

### Notes:

- Case material: Plastic.
- Termination finish:  
For RoHS Case Styles: Tin plate. All models, (+) suffix.  
For RoHS-5 Case Styles: Tin-Lead plate. All models, no (+) suffix.

**Mini-Circuits®**  
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site.  
The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)



RF/MICROWAVE COMPONENTS

[minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

98-DG Rev.: J (09/14/09) M124308 File: 98-DG.doc  
This document and its contents are the property of Mini-Circuits.

Sheet 4 of 5



## MAPS-008343-PKG003



Phase Shifter, 4-Bit, S-Band  
2.3—3.8 GHz

M/A-COM Products  
Preliminary: Rev B

### Features

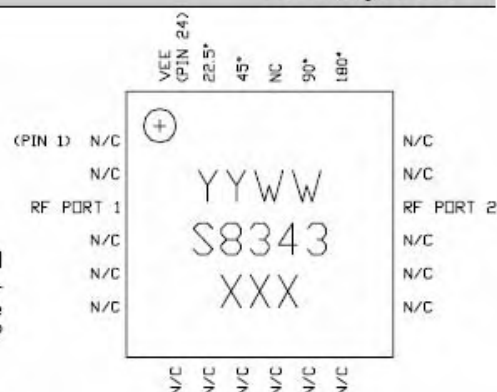
- ◆ 4-Bit, S-Band Phase Shifter
- ◆ 360° Coverage, LSB = 22.5°
- ◆ TTL Control Inputs
- ◆ MSAG™ Process
- ◆ RoHS Compliant

### Description

The MAPS-008343-PKG003 is a 4-Bit phase shifter with parallel TTL input control and is available in a 24 lead, 4 mm PQFN plastic package. This product is fully matched to 50 ohms on both the input and output. This part has 360° of phase coverage in 22.5° increments.

Fabricated using M/A-COM's repeatable, high performance and highly reliable GaAs Multifunction Self-Aligned Gate Process, each device is 100% RF tested on wafer to ensure performance compliance. The MTTF is 1 million hours at a 170°C junction temperature.

The 4 mm PQFN package is RoHS compliant and compatible with industry standard lead-free solder reflow processes up to 260°C. This low cost package is ideal for high volume microwave applications



### Primary Applications

- ◆ Satellite Communication
- ◆ Electronically Steered Antenna
- ◆ WiMax

### Ordering Information

Description	Die	T/R (500)	T/R (1000)	Plastic Package Sample Board
Part Number	MAPS-008343-DIE000	MAPS-008343-TR0500	MAPS-008343-TR1000	MAPS-008343-SMB003

**Electrical Characteristics:**  $T_B = 25^\circ\text{C}^1$ ,  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $V_{EE} = -5\text{V}$

Parameter	Symbol	Typical	Units
Bandwidth	f	2.3-3.8	GHz
Insertion Loss	IL	4.5	dB
Input VSWR (All States)	VSWR	1.5:1	
Output VSWR (All States)	VSWR	1.5:1	
Peak Phase Error (All States)	$\phi$	-5/+8	°
Peak to Peak Gain Variation (All States)	$\Delta G_n$	< 2.5	dB
Digital Supply Current	$I_{EE}$	< 10	mA
Input Third Order Intercept (Ref State)	ITOI	26	dBm
Input 1-dB Compression Point	$P_{1dB}$	20	dBm
tRise, tFall (10/90% RF)	$T_R$	8	ns
tOn, tOff (50% Control to 50% RF)		12	ns

1.  $T_B$  = MMIC Base Temperature.

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

• North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266  
• Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300  
• Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8298 / Fax: 81.44.844.8298  
Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.

ADVANCED: Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
PRELIMINARY: Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.  
RELEASED: In full production, samples readily available, standard lead times apply.

### C.3: Desfasador Digital - MAPS-008343-PKG003 [Tyco Electronics].

## MAPS-008343-PKG003



Phase Shifter, 4-Bit, S-Band  
2.3—3.8 GHz

M/A-COM Products  
Preliminary: Rev B

### Maximum Ratings<sup>2</sup>

Parameter	Symbol	Absolute Maximum	Units
Input Power	$P_{IN}$	30	dBm
Digital Supply Voltage	$V_{EE}$	$\pm 6$	V
Junction Temperature	$T_J$	170	°C
Storage Temperature	$T_{STG}$	-55 to +150	°C

2. Operation beyond these limits may result in permanent damage to the part.

### Recommended Operating Conditions<sup>3</sup>

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Digital Supply Voltage	$V_{EE}$	-6.2	-5	-4.8	V
Control Voltage					
Logic High / On		3	5	5	V
Logic Low / Off		0	0	0.4	V

3. Operation outside of these ranges may reduce product reliability.

### Truth Table<sup>4</sup>

Designation	Description	Level	State
P4	180° Phase Bit	Logic High	Phase Shift = -180°
P3	90° Phase Bit	Logic High	Phase Shift = -90°
P2	45° Phase Bit	Logic High	Phase Shift = -45°
P1	22.5° Phase Bit	Logic High	Phase Shift = -22.5°

4. All Phase Bits at Logic Low = Reference State.

### Operating Instructions

This device is static sensitive. Please handle with care. Reference Application Note AN3016<sup>5</sup>.

This device does not require voltage sequencing.



2

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

• North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266  
• Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300  
• Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8298 / Fax: 81.44.844.8298  
Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.

ADVANCED: Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.

PRELIMINARY: Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

RELEASED: In full production, samples readily available, standard lead times apply.

### C.3: Desfasador Digital - MAPS-008343-PKG003 [Tyco Electronics].

## MAPS-008343-PKG003



Phase Shifter, 4-Bit, S-Band  
2.3—3.8 GHz

M/A-COM Products  
Preliminary: Rev B

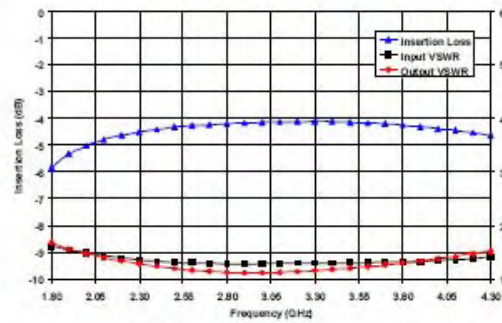


Figure 1. Insertion Loss, RF Port 1 & 2 VSWR vs. Frequency - Reference State

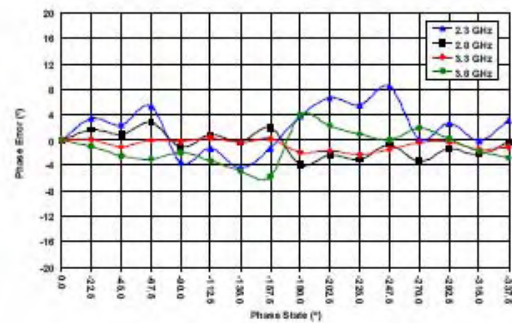


Figure 2. Typical Phase Error vs. Frequency - All Phase States

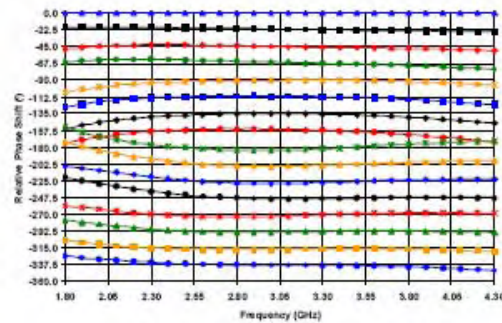


Figure 3. Relative Phase Shift vs. Frequency & Phase State - All States

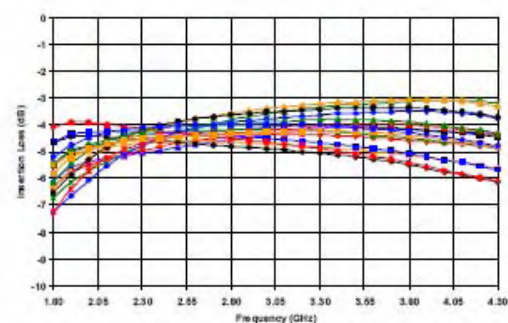


Figure 4. Insertion Loss vs. Frequency & Phase State - All States

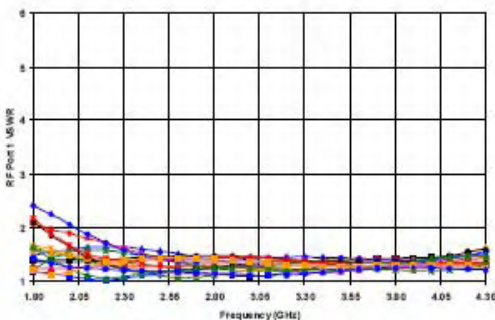


Figure 5. RF Port 1 VSWR vs. Frequency & Phase State - All States

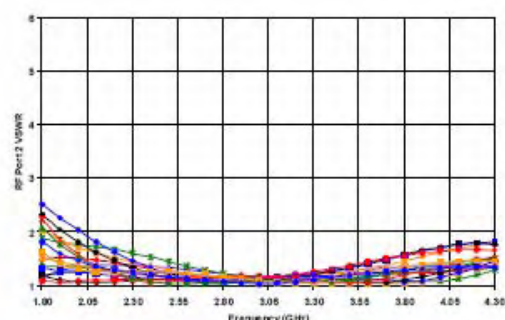


Figure 6. RF Port 2 VSWR vs. Frequency & Phase State - All States

3

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

ADVANCED: Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
PRELIMINARY: Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.  
RELEASED: In full production, samples readily available, standard lead times apply.

• North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266  
• Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300  
• Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8298 / Fax: 81.44.844.8298  
Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.



### C.3: Desfasador Digital - MAPS-008343-PKG003 [Tyco Electronics].

## MAPS-008343-PKG003



Phase Shifter, 4-Bit, S-Band  
2.3—3.8 GHz

M/A-COM Products  
Preliminary: Rev B

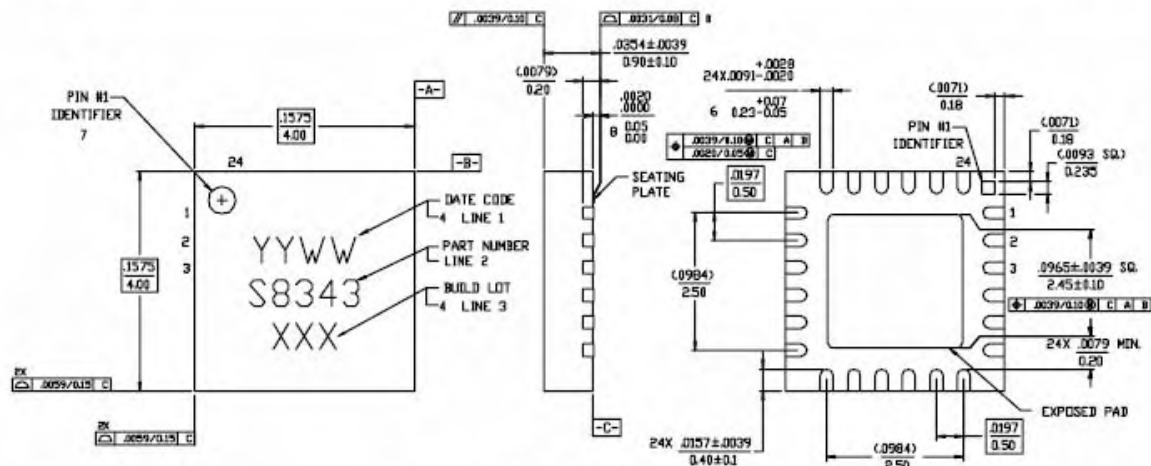


Figure 7. 4x4 24-Lead PQFN Package.

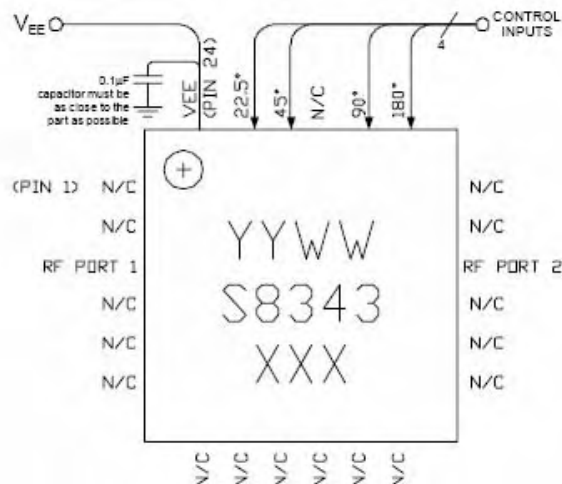


Figure 8. Recommended Bias Configuration.

Note: The exposed pad centered on the package bottom must be connected to RF and dc ground for proper electrical and thermal operation.

Refer to M/A-COM Application Note *Surface Mounting Instructions for PQFN Packages #S2083\** for assembly guidelines.

\*Application Notes can be found by going to the Site Search Page of M/A-COM's web page (<http://www.macom.com/Application%20Notes/index.htm>) and searching for the required Application Note.

5

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

• North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266  
• Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300  
• Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298  
Visit [www.macom.com](http://www.macom.com) for additional data sheets and product information.

ADVANCED: Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
PRELIMINARY: Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.  
RELEASED: In full production, samples readily available, standard lead times apply.

## C.4: Acoplador Híbrido 90° - QCN-45D+ [Mini-Circuits].

Ultra-Small Ceramic

# Power Splitter/Combiner

2 Way-90° 50Ω 2500 to 4500 MHz

QCN-45D+



### Maximum Ratings

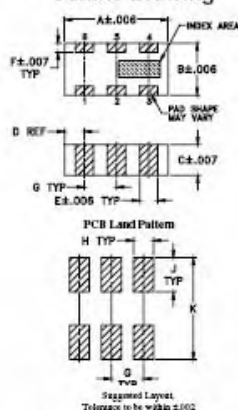
Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	15W* max.

\* Derate linearly to 7W at 100°C ambient.

### Pin Connections

SUM PORT	1
PORT 1 (0°)	4
PORT 2 (+90°)	6
GROUND	2,5
50 OHM TERM EXTERNAL	3

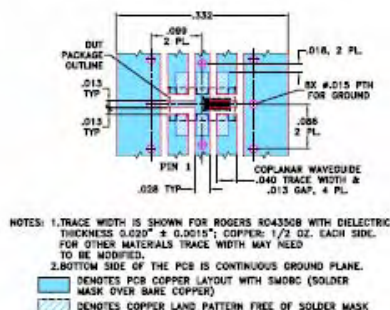
### Outline Drawing



### Outline Dimensions (Inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	wt
.126	.083	.035	.024	.022	.011	.039	.024	.042	.123	grams
3.20	1.60	0.89	0.61	0.56	0.28	0.99	0.61	1.07	3.12	.020

Demo Board MCL P/N: TB-405  
Suggested PCB Layout (PL-250)



### Features

- wide band, 2500-4500 MHz
- low insertion loss, 0.4 dB typ.
- wrap-around terminal for excellent solderability
- ultra small, 0.12"x0.06"x0.035"
- patent pending

### Applications

- balanced amplifiers
- modulators
- MMDS
- defense communications

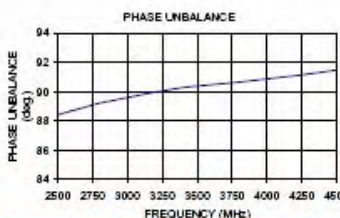
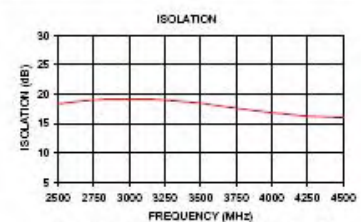
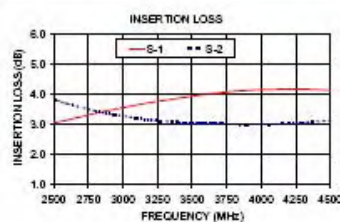
### Electrical Specifications

FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)	INSERTION LOSS (dB) Avg. of Coupled Outputs less 3 dB	PHASE UNBALANCE (Degrees)	AMPLITUDE UNBALANCE (dB)	VSWR (:1)
	Typ. Min.	Typ. Max.	Typ. Max.	Typ. Max.	Typ.
2500-4500	22 16	0.4 0.7	1 4	0.5 1.7	1.2
2500-3500					
3500-4500	19 15	0.5 0.8	3 6	1.0 2.1	1.2

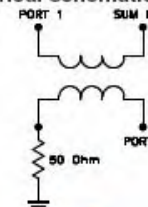
1. For applications requiring DC voltage to be applied to the RF ports. DC resistance to ground is 100 Mohms min.

### Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB) S-1	Insertion Loss (dB) S-2	Amplitude Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
2500.00	3.04	3.82	0.78	18.35	88.41	1.20	1.21	1.26
2600.00	3.14	3.68	0.54	18.66	88.69	1.19	1.18	1.24
2800.00	3.26	3.44	0.09	19.11	89.21	1.18	1.13	1.20
2900.00	3.46	3.35	0.11	19.15	89.40	1.19	1.11	1.18
3100.00	3.64	3.20	0.44	19.20	89.79	1.22	1.08	1.17
3200.00	3.72	3.14	0.57	19.10	89.97	1.22	1.08	1.16
3400.00	3.86	3.06	0.80	18.69	90.28	1.25	1.08	1.12
3500.00	3.92	3.03	0.90	18.48	90.38	1.27	1.09	1.11
3600.00	3.99	3.02	0.97	18.13	90.47	1.29	1.10	1.12
3800.00	4.09	3.00	1.09	17.47	90.65	1.32	1.11	1.12
4000.00	4.15	3.00	1.15	16.88	90.87	1.33	1.12	1.12
4100.00	4.16	3.00	1.16	16.63	90.96	1.34	1.12	1.13
4200.00	4.17	3.02	1.15	16.38	91.06	1.35	1.12	1.13
4300.00	4.17	3.05	1.13	16.23	91.21	1.35	1.13	1.14
4500.00	4.13	3.12	1.01	16.03	91.48	1.36	1.13	1.13



### electrical schematic (Note 1)



**Mini-Circuits®**  
ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data instantly from MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

IF/RF MICROWAVE COMPONENTS

[minicircuits.com](http://minicircuits.com)

REV. B  
M121855  
QCN-45D+  
ED-12189  
ADCP18M  
000304

# C.4: Acoplador Híbrido 90° - QCN-45D+ [Mini-Circuits].

## 2 Way-90° Power Splitter/Combiner QCN-45D+

### Typical Performance Data

TEST CONDITIONS: INPUT POWER = 0dBm @Temperature = +25°C

FREQ. (MHz)	INSERTION LOSS (dB)		AMP. UNBAL. (dB)	PHASE UNBAL. (deg.)	ISOLATION (dB) 1-2	VSWR (:1)		
	S-1	S-2				S	1	2
2000	2.47	4.78	2.30	86.91	16.76	1.33	1.37	1.39
2100	2.59	4.55	1.97	87.26	17.03	1.30	1.34	1.36
2200	2.70	4.34	1.65	87.62	17.30	1.27	1.31	1.33
2300	2.81	4.15	1.34	87.88	17.64	1.24	1.27	1.30
2400	2.93	3.98	1.05	88.14	17.98	1.22	1.24	1.28
2450	2.98	3.90	0.92	88.29	18.15	1.21	1.22	1.27
2500	3.04	3.82	0.78	88.41	18.35	1.20	1.21	1.26
2550	3.09	3.75	0.66	88.53	18.50	1.19	1.19	1.25
2600	3.14	3.68	0.54	88.69	18.66	1.19	1.18	1.24
2650	3.19	3.61	0.42	88.83	18.80	1.18	1.17	1.23
2700	3.25	3.55	0.30	88.96	18.90	1.18	1.15	1.22
2750	3.30	3.49	0.19	89.10	19.01	1.18	1.14	1.21
2800	3.36	3.44	0.09	89.21	19.11	1.18	1.13	1.20
2900	3.48	3.35	0.11	89.40	19.15	1.19	1.11	1.18
3000	3.55	3.27	0.28	89.60	19.20	1.20	1.09	1.18
3100	3.64	3.20	0.44	89.79	19.20	1.22	1.08	1.17
3200	3.72	3.14	0.57	89.97	19.10	1.22	1.08	1.16
3250	3.75	3.12	0.63	90.06	19.01	1.23	1.07	1.14
3300	3.79	3.09	0.70	90.14	18.93	1.24	1.08	1.13
3350	3.83	3.08	0.75	90.22	18.85	1.24	1.08	1.13
3400	3.88	3.06	0.80	90.28	18.69	1.25	1.08	1.12
3450	3.90	3.05	0.85	90.33	18.60	1.26	1.09	1.12
3500	3.93	3.03	0.90	90.38	18.48	1.27	1.09	1.11
3550	3.98	3.02	0.94	90.43	18.29	1.28	1.09	1.11
3600	3.99	3.02	0.97	90.47	18.13	1.29	1.10	1.12
3650	4.02	3.01	1.01	90.50	17.99	1.30	1.10	1.12
3700	4.04	3.01	1.04	90.55	17.78	1.31	1.10	1.12
3750	4.08	3.00	1.06	90.60	17.63	1.32	1.10	1.12
3800	4.09	3.00	1.09	90.65	17.47	1.32	1.11	1.12
3900	4.12	3.00	1.13	90.75	17.11	1.33	1.11	1.12
4000	4.15	3.00	1.15	90.87	16.86	1.33	1.12	1.12
4100	4.16	3.00	1.16	90.98	16.63	1.34	1.12	1.13
4200	4.17	3.02	1.15	91.08	16.38	1.35	1.12	1.13
4250	4.17	3.03	1.14	91.14	16.31	1.35	1.13	1.14
4300	4.17	3.05	1.13	91.21	16.23	1.35	1.13	1.14
4450	4.14	3.10	1.04	91.41	16.04	1.36	1.13	1.14
4500	4.13	3.12	1.01	91.48	16.03	1.36	1.13	1.13
4550	4.11	3.14	0.97	91.54	16.01	1.36	1.13	1.13
4600	4.10	3.17	0.92	91.64	16.02	1.35	1.12	1.13
4700	4.08	3.22	0.83	91.73	16.13	1.35	1.13	1.13
4800	3.99	3.29	0.71	91.82	16.22	1.33	1.13	1.12
4900	3.91	3.35	0.56	91.88	16.30	1.31	1.13	1.10
5000	3.82	3.44	0.38	92.09	16.43	1.30	1.12	1.08



INTERNET <http://www.minicircuits.com>  
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4551  
Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5535 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-632600 • Fax 44-1252-837010  
Mini-Circuits ISO 9001 & ISO 14001 Certified



REV. X1  
QCN-45D+  
080218  
Page 1 of 3

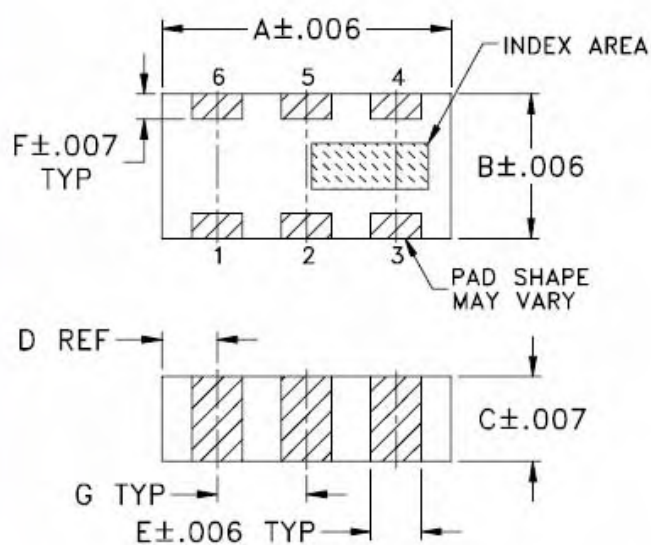


# Case Style

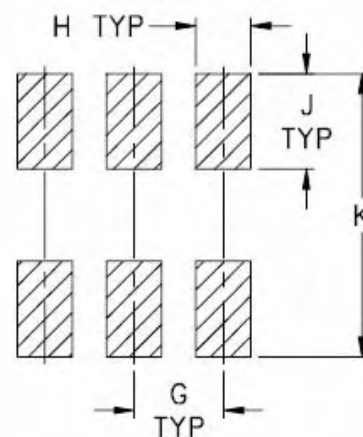
**FV**

FV1206-1

## Outline Dimensions



## PCB Land Pattern



Suggested Layout,  
Tolerance to be within  $\pm.002$

CASE #	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	WT. GRAM
FV1206-1	.126 (3.20)	.063 (1.60)	.035 (0.91)	.024 (0.61)	.022 (0.56)	.011 (0.28)	.039 (0.99)	.024 (0.61)	.042 (1.07)	.123 (3.12)	--	--	--	--	.020

Dimensions are in inches (mm). Tolerances: 2 Pl.  $\pm .01$ ; 3 Pl.  $\pm .005$

### Notes:

- Open style, ceramic base.
- Termination finish:  
For RoHS Case Styles: Tin plate over Nickel plate. All models, (+) suffix.  
For RoHS-5 Case Styles: Tin-Lead plate. All models, no (+) suffix.

**Mini-Circuits®**

INTERNET <http://www.minicircuits.com>

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010

Mini-Circuits ISO 9001 & ISO 14001 Certified

## C.5: Transceptor WiMAX - MAX2838 [MAXIM].

19-1049; Rev 1; 8/08

# MAXIM

## 3.3GHz to 3.9GHz Wireless Broadband RF Transceiver

### General Description

The MAX2838 direct-conversion, zero-IF, RF transceiver is designed specifically for 3.3GHz to 3.9GHz wireless broadband systems. The MAX2838 completely integrates all circuitry required to implement the RF transceiver function, providing RF-to-baseband receive path, baseband-to-RF transmit path, VCO, frequency synthesizer, and baseband/control interface. The device includes a fast-settling sigma-delta RF synthesizer with smaller than 29Hz frequency steps. The MAX2838 supports 2Tx, 2Rx MIMO applications with a master device providing coherent LO to the slave device. The transceiver IC also integrates circuits for on-chip DC-offset cancellation, I/Q error, and carrier-leakage detection circuits. Only an RF bandpass filter (BPF), TCXO, RF switch, PA, and a small number of passive components are needed to form a complete wireless broadband RF radio solution.

The MAX2838 completely eliminates the need for an external SAW filter by implementing on-chip monolithic filters for both the receiver and transmitter. The baseband filters along with the Rx and Tx signal paths are optimized to meet the stringent noise figure and linearity specifications. The device supports up to 2048-FFT OFDM and implements programmable channel filters for 1.5MHz to 28MHz RF channel bandwidths. The transceiver requires only 2μs Tx-Rx switching time. The IC is available in a small 48-pin thin QFN package measuring only 6mm x 6mm x 0.8mm.

### Applications

802.16-2004/802.16d Fixed WiMAX™  
802.16e MIMO Mobile WiMAX  
WiMAX Pico and Femto Basestations  
NLOS Wireless Broadband Systems

WiMAX is a trademark of the WiMAX Forum.  
SPI is a trademark of Motorola, Inc.

### Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX2838ETM+T	-40°C to +85°C	48 TQFN-EP*

\*EP = Exposed paddle.

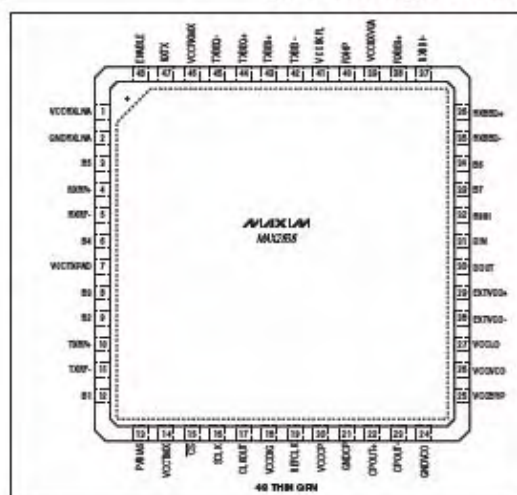
+Denotes a lead-free package.

T = Tape and reel.

### Features

- ◆ 3.3GHz to 3.9GHz Wide-Band Operation
- ◆ Master-Slave Modes with Coherent LO for MIMO
- ◆ Complete RF Transceiver, and PA Driver
  - 0dBm Linear OFDM Transmit Power
  - 70dB Tx Spectral Emission Mask
  - 2.8dB Rx Noise Figure
  - Tx/Rx I/Q Error and LO Leakage Detection and Adjustment
  - Automatic Rx DC Offset Correction
  - Monolithic Low-Noise VCO with -39dBc Integrated Phase Noise
  - Programmable Rx I/Q Lowpass Channel Filters
  - Programmable Tx I/Q Lowpass Anti-Aliasing Filter
  - Sigma-Delta Fractional-N PLL with 29Hz Step Size
  - 60dB Tx Gain Control Range with 1dB Step Size, Digitally Controlled
  - 94dB Rx Gain Control Range with 2dB Step Size, Digitally Controlled
  - 60dB Analog RSSI Instantaneous Dynamic Range
- ◆ 4-Wire SPI™ Digital Interface
- ◆ I/Q Analog Baseband Interface
- ◆ Digital Tx/Rx/Shutdown Mode Control
- ◆ Low-Power CLOCKOUT Mode
- ◆ On-Chip Digital Temperature Sensor Readout
- ◆ +2.7V to +3.6V Transceiver Supply
- ◆ Low-Power Shutdown Mode
- ◆ Small 48-Pin Thin QFN Package (6mm x 6mm x 0.8mm)

### Pin Configuration



# MAXIM

Maxim Integrated Products

For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim Direct at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com).

MAX2838



## C.5: Transceptor WiMAX - MAX2838 [MAXIM].

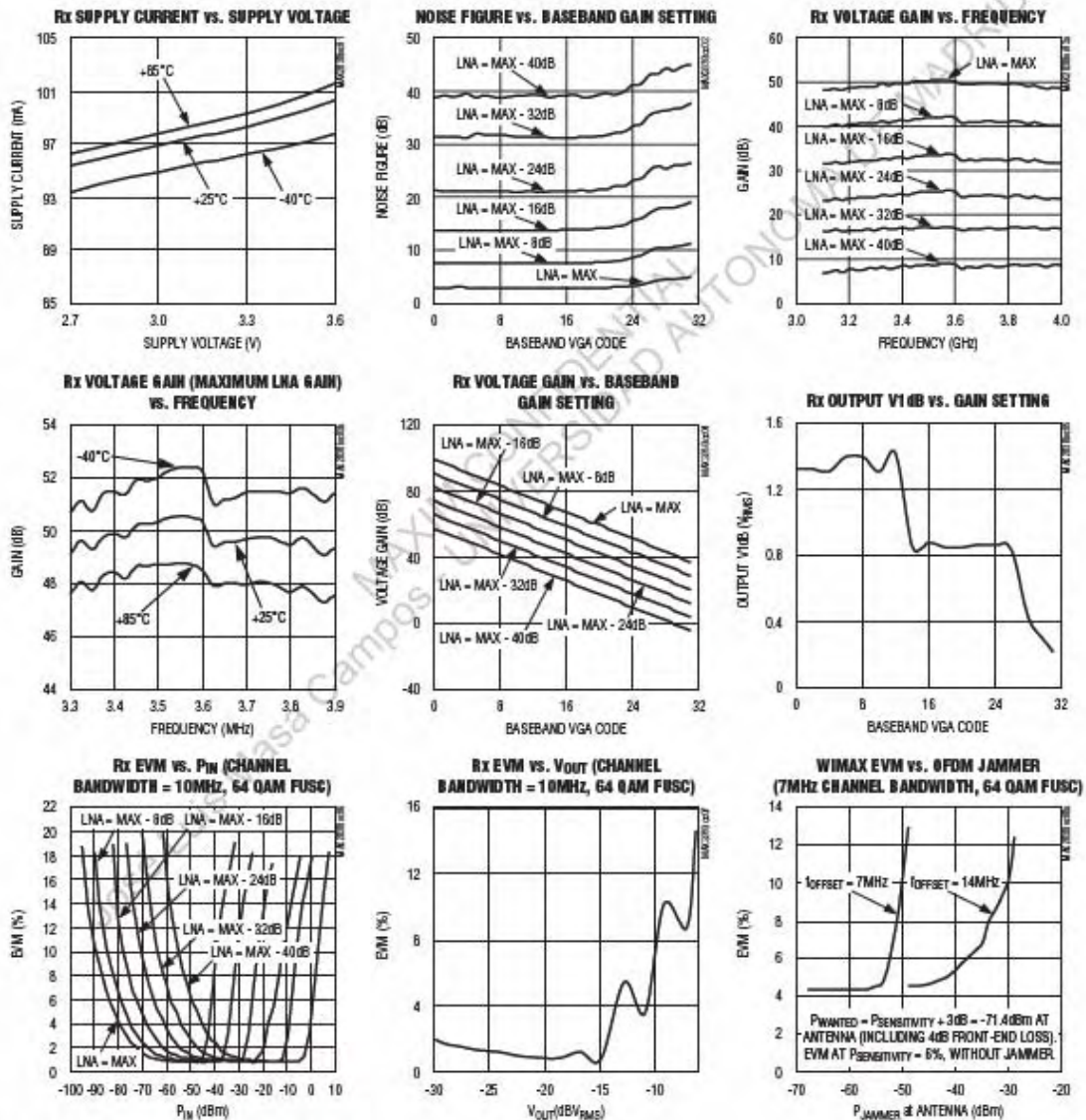
### 3.3GHz to 3.9GHz Wireless Broadband RF Transceiver

#### Typical Operating Characteristics

( $V_{CC} = 2.8V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $f_{LO} = 3.6GHz$ ,  $f_{REF} = 40MHz$ ,  $\overline{CS} = high$ ,  $RXHP = SCLK = DIN = low$ ,  $RF BW = 7MHz$ , using the MAX2838 Evaluation Kit.)

MAX2838

#### RECEIVER



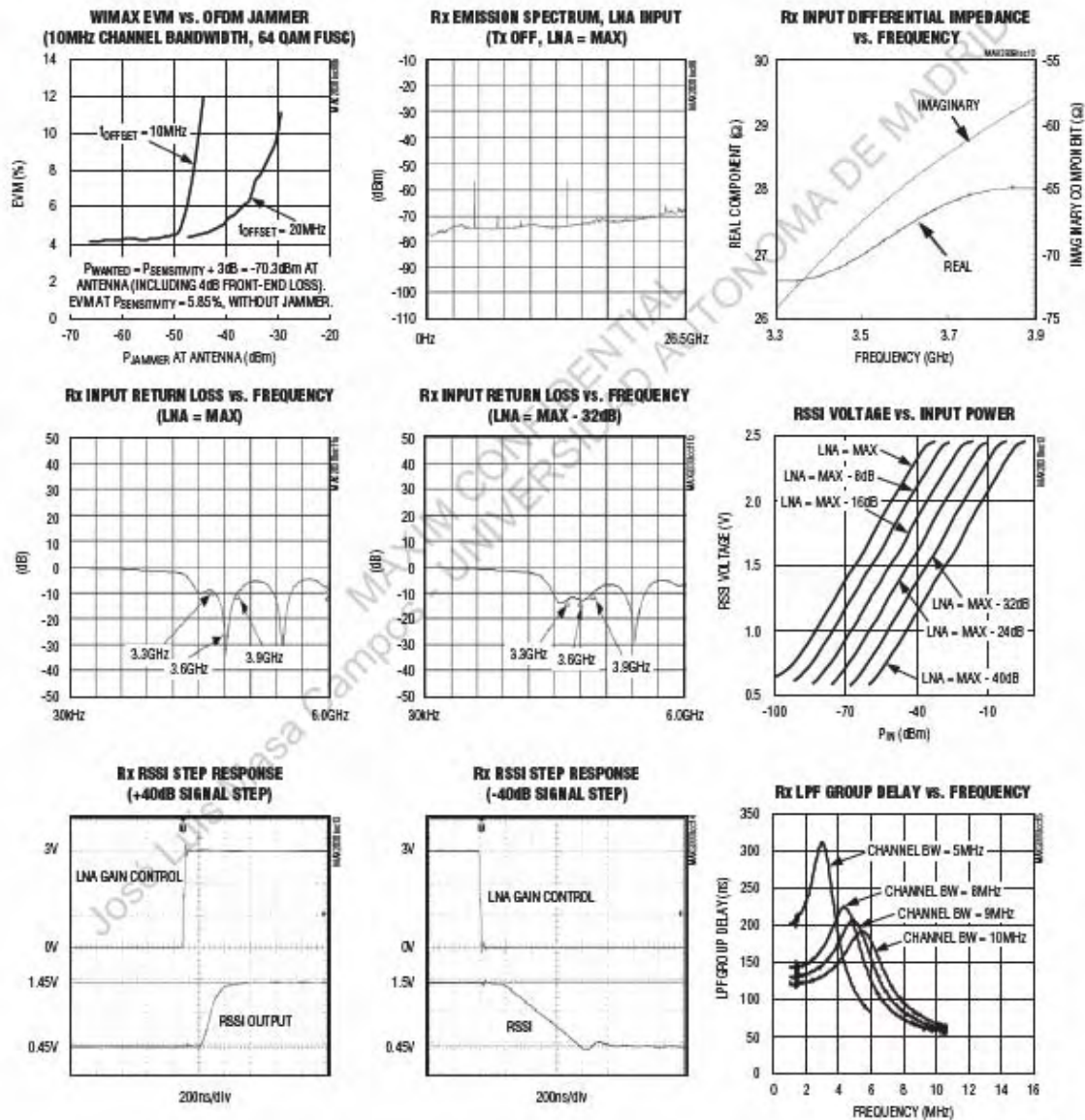
MAXIM



## 3.3GHz to 3.9GHz Wireless Broadband RF Transceiver

### Typical Operating Characteristics (continued)

( $V_{CC} = 2.8V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $f_{LO} = 3.6GHz$ ,  $f_{REF} = 40MHz$ ,  $\overline{CS} = \text{high}$ ,  $RXHP = SCLK = DIN = \text{low}$ , RF BW = 7MHz, using the MAX2838 Evaluation Kit.)



MAXIM

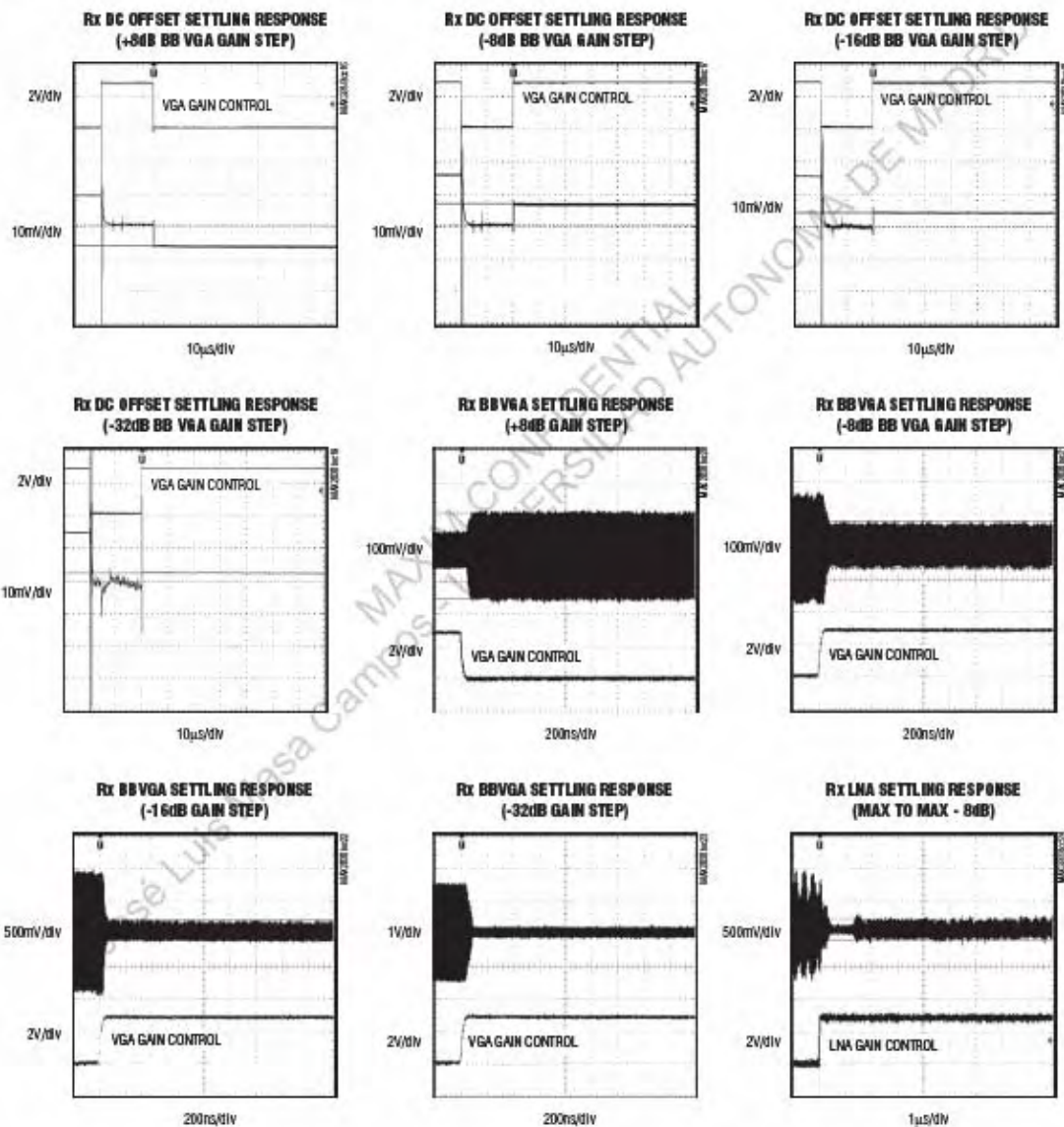
## C.5: Transceptor WiMAX - MAX2838 [MAXIM].

### 3.3GHz to 3.9GHz Wireless Broadband RF Transceiver

#### Typical Operating Characteristics (continued)

(V<sub>CC</sub> = 2.8V, T<sub>A</sub> = +25°C, f<sub>LO</sub> = 3.6GHz, f<sub>REF</sub> = 40MHz, CS = high, RXHP = SCLK = DIN = low, RF BW = 7MHz, using the MAX2838 Evaluation Kit.)

MAX2838



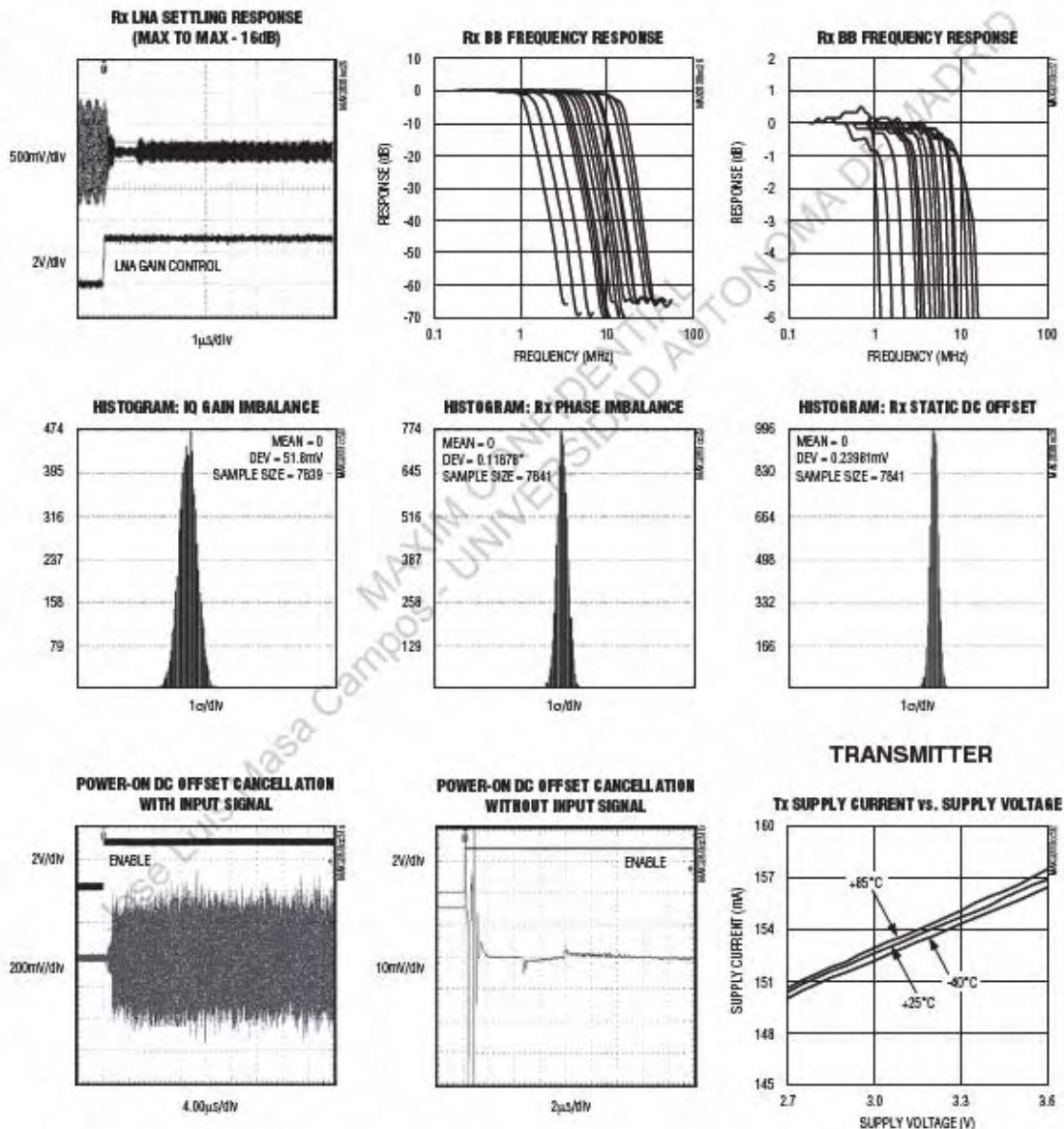
MAXIM

## 3.3GHz to 3.9GHz Wireless Broadband RF Transceiver

MAX2838

### Typical Operating Characteristics (continued)

( $V_{CC} = 2.8V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $f_{LO} = 3.6GHz$ ,  $f_{REF} = 40MHz$ ,  $\overline{CS} = \text{high}$ ,  $RXHP = SCLK = DIN = \text{low}$ , RF BW = 7MHz, using the MAX2838 Evaluation Kit.)



MAXIM

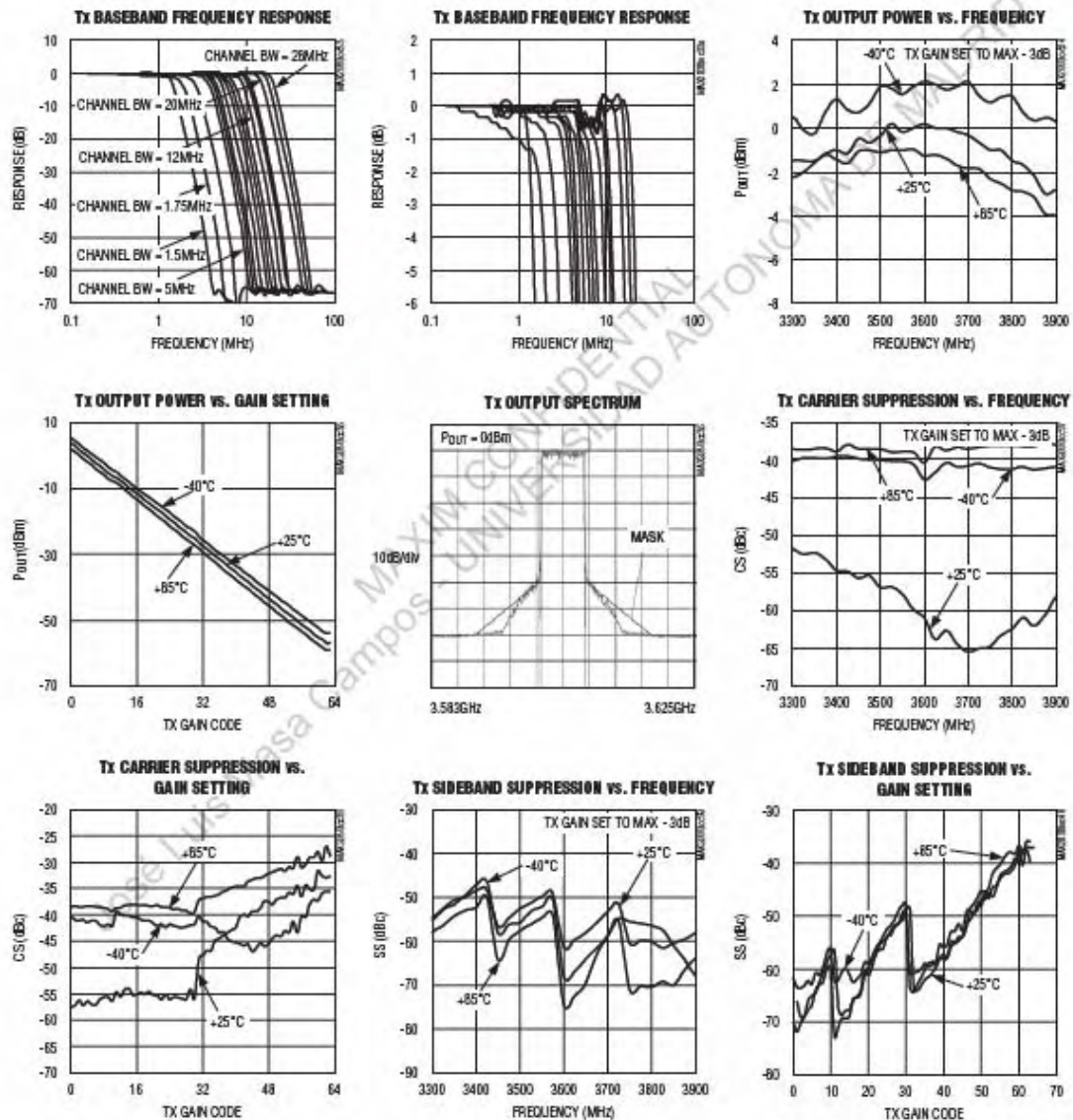


## 3.3GHz to 3.9GHz Wireless Broadband RF Transceiver

### Typical Operating Characteristics (continued)

( $V_{CC} = 2.8V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $f_{LO} = 3.6GHz$ ,  $f_{REF} = 40MHz$ ,  $\overline{CS} = \text{high}$ ,  $RXHP = SCLK = DIN = \text{low}$ ,  $RF\ BW = 7MHz$ , using the MAX2838 Evaluation Kit.)

MAX2838

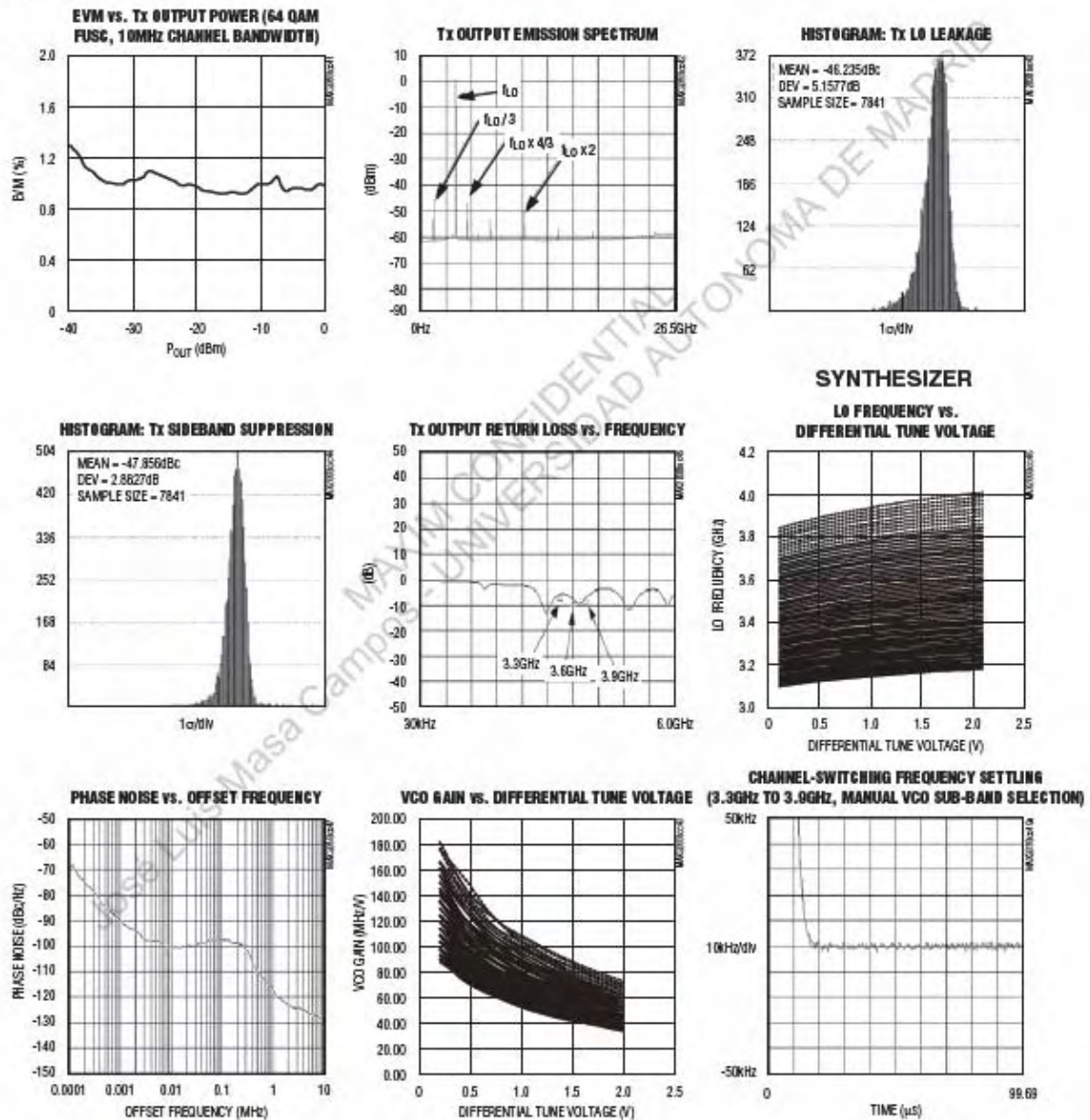


MAXIM

## 3.3GHz to 3.9GHz Wireless Broadband RF Transceiver

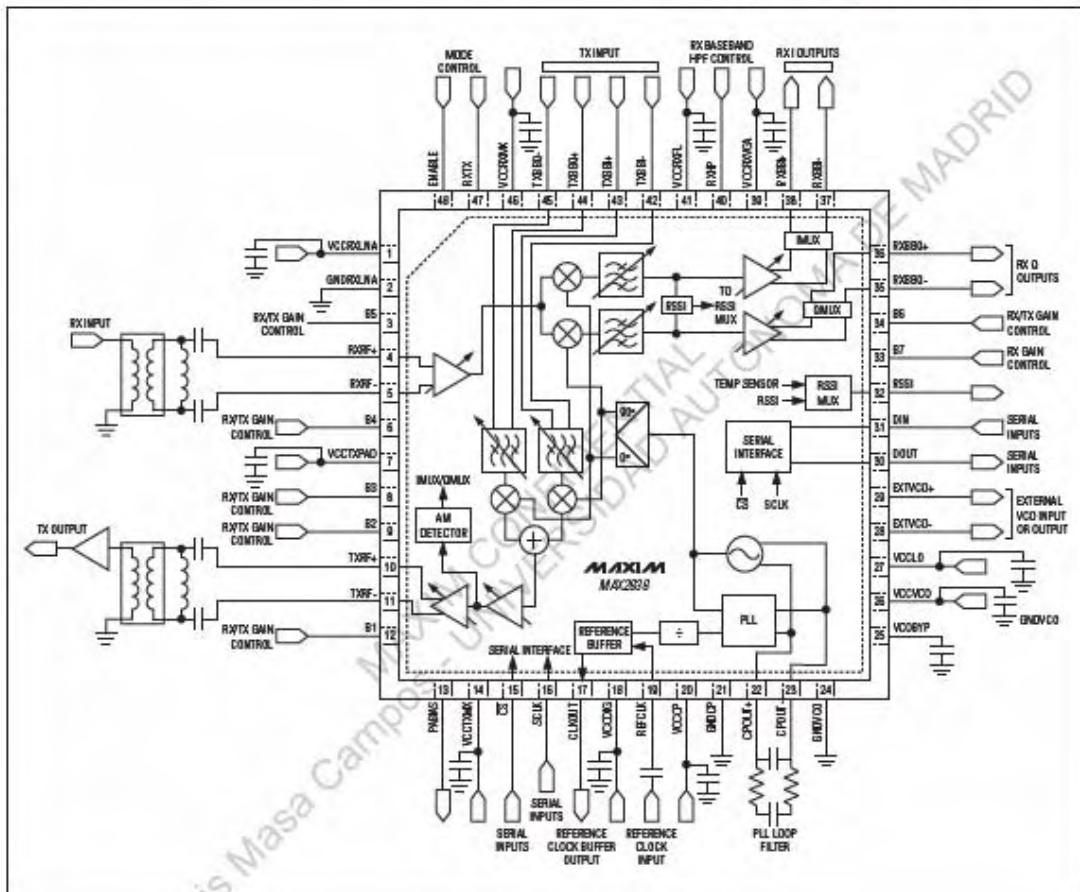
### Typical Operating Characteristics (continued)

( $V_{CC} = 2.8V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $f_{LO} = 3.6GHz$ ,  $f_{REF} = 40MHz$ ,  $\overline{CS} = \text{high}$ ,  $RXHP = SCLK = DIN = \text{low}$ ,  $RF\ BW = 7MHz$ , using the MAX2838 Evaluation Kit.)



MAXIM

### Typical Operating Circuit

**MAXIM**

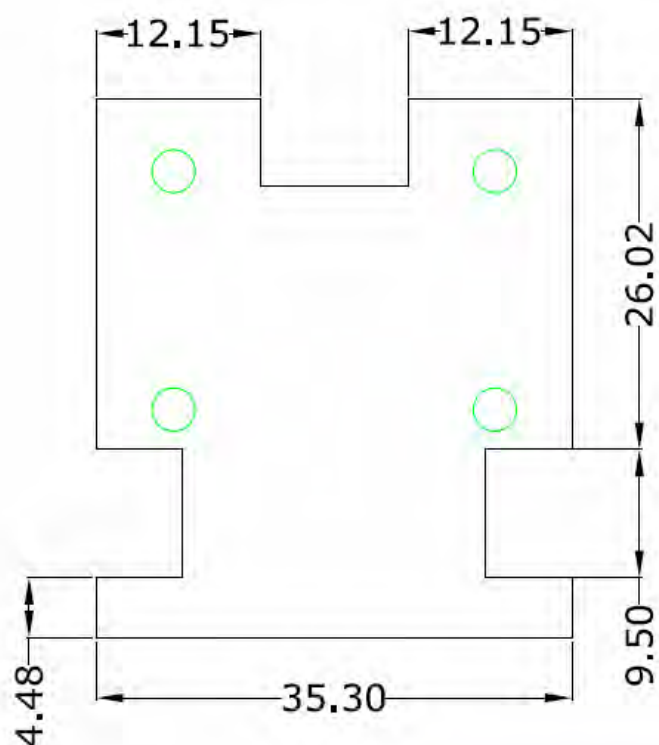
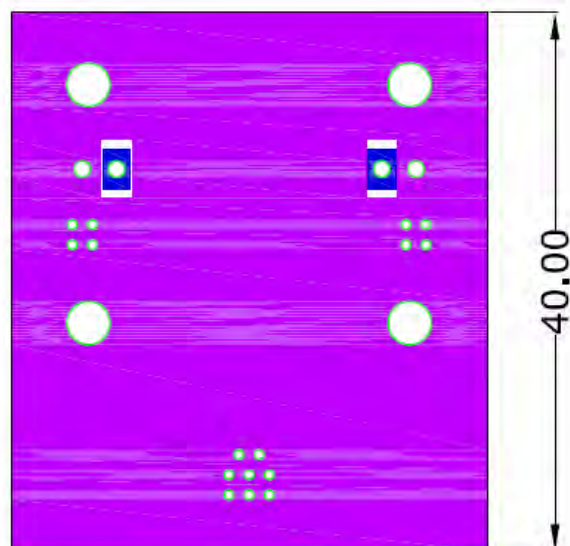
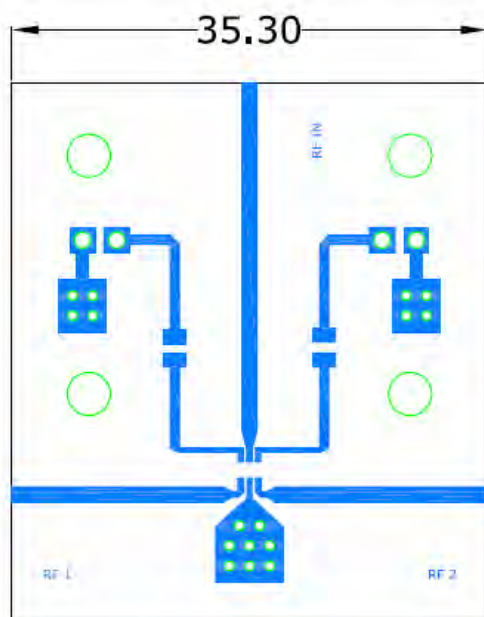


## Evaluates: MAX2838

**MAXIM**

## D. PLANIMETRÍA

- Plano N° 1: Placa de evaluación del Switch 1<sup>a</sup>2 PE4283.
- Plano N° 2: Placa de evaluación del Switch 1<sup>a</sup>2 VSWA2.
- Plano N° 3: Placa de evaluación del Desfasador Digital MAPS-008343-PKG003.
- Plano N° 4: Placa de evaluación del Switch 1<sup>a</sup>4 VSWA2 a partir de Switches SPDT.  
Plano 4.1: Cara superior e inferior.  
Plano 4.2: Zócalo.
- Plano N° 5: Placa de evaluación del Acoplador Híbrido 90° QCN-45D+.
- Plano N° 6: Placa de evaluación de la Matriz de Butler para arrays lineales.
- Plano N° 7: Placa de evaluación de la Matriz de Butler para arrays en 2D.
- Plano N° 8: Placa final WiMAX para celda base 2x2  
Plano 8.1: Cara superior  
Plano 8.2: Cara inferior.  
Plano 8.3: Placas auxiliares.  
Plano 8.2: Zócalo.



# UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

**PROYECTO:** ARRAY DE ANTENAS DE PARCHE CON POLARIZACION DUAL LINEAL/CIRCULAR Y APUNTAMIENTO VARIABLE PARA APLICACIONES WIMAX A 3.5 GHz

**ESCALAS:** 2:1

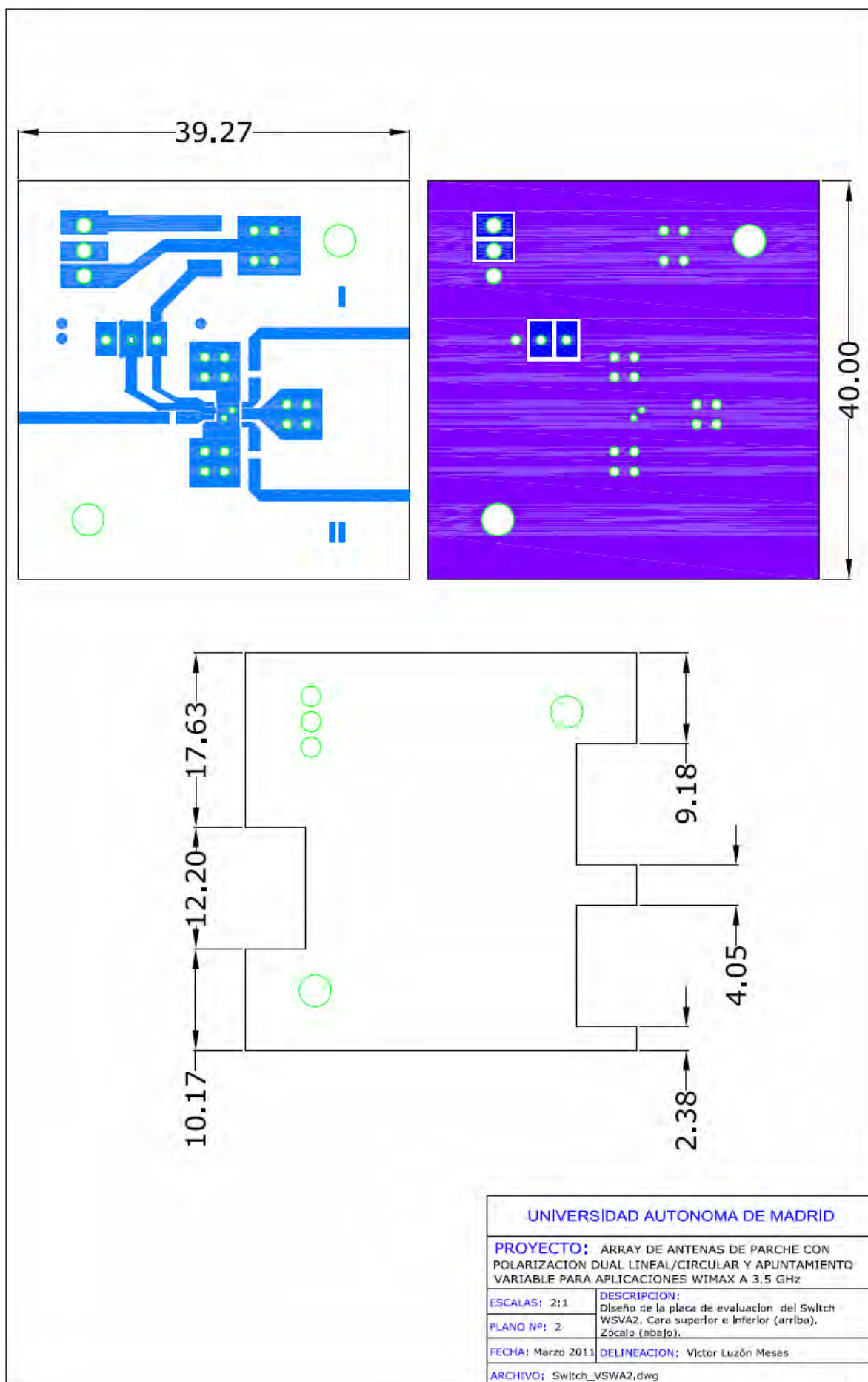
**DESCRIPCION:**  
Diseño de la placa de evaluación del Switch PE4283, Cara superior e Inferior (arriba). Zócalo (abajo).

**PLANO Nº:** 1

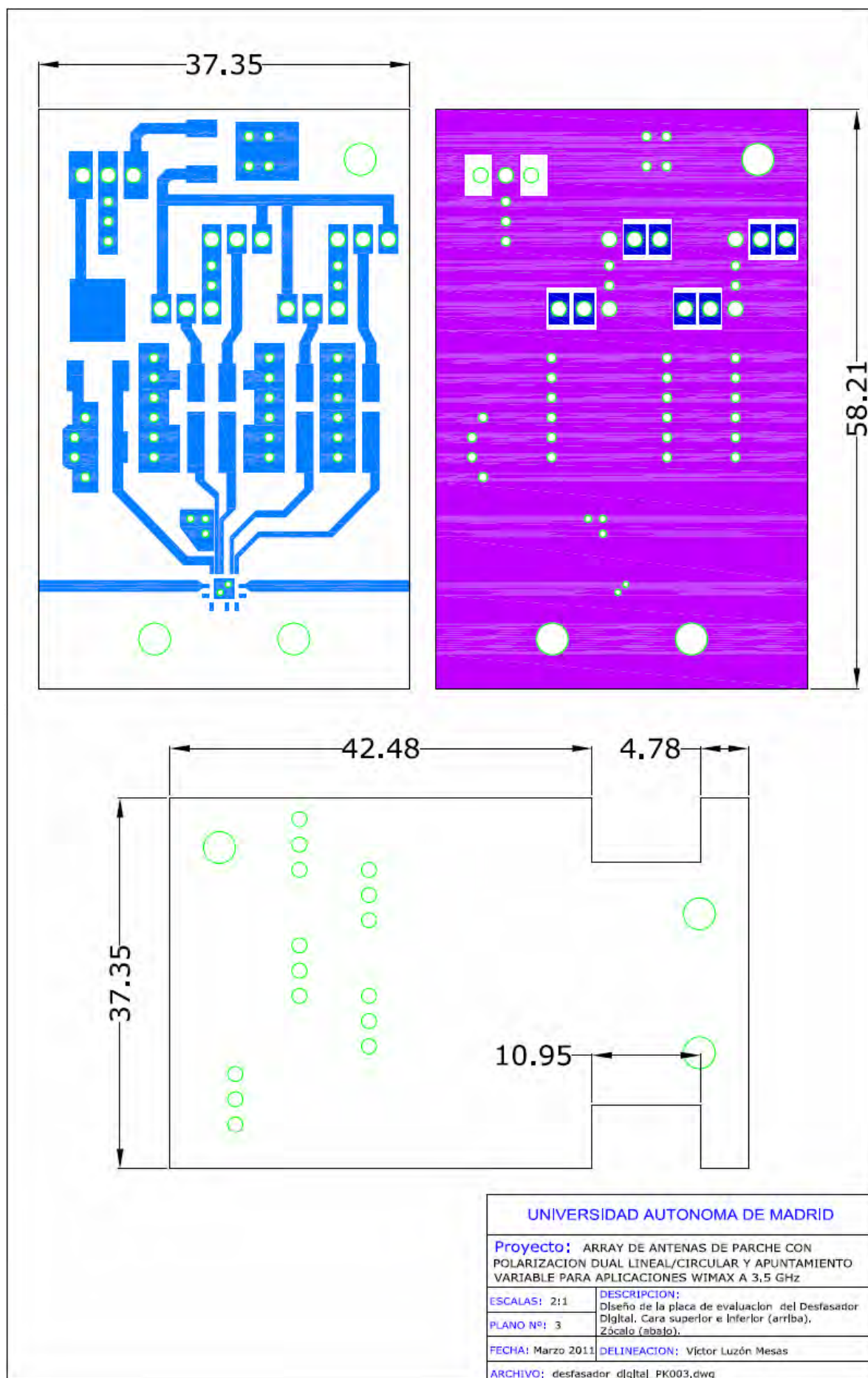
**FECHA:** Marzo 2011

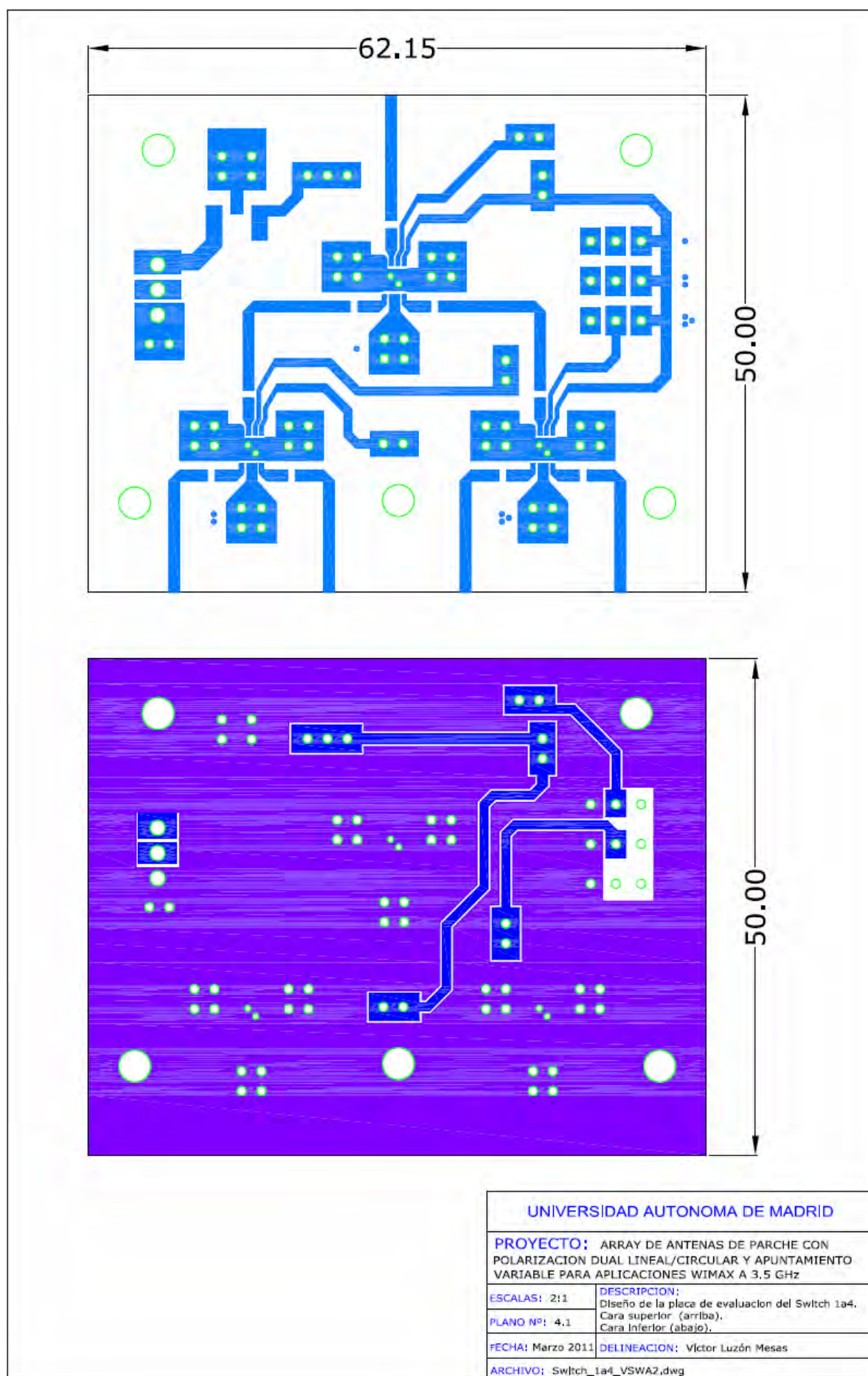
**DELINEACION:** Victor Luzón Mesas

**ARCHIVO:** Switch\_PE4283.dwg

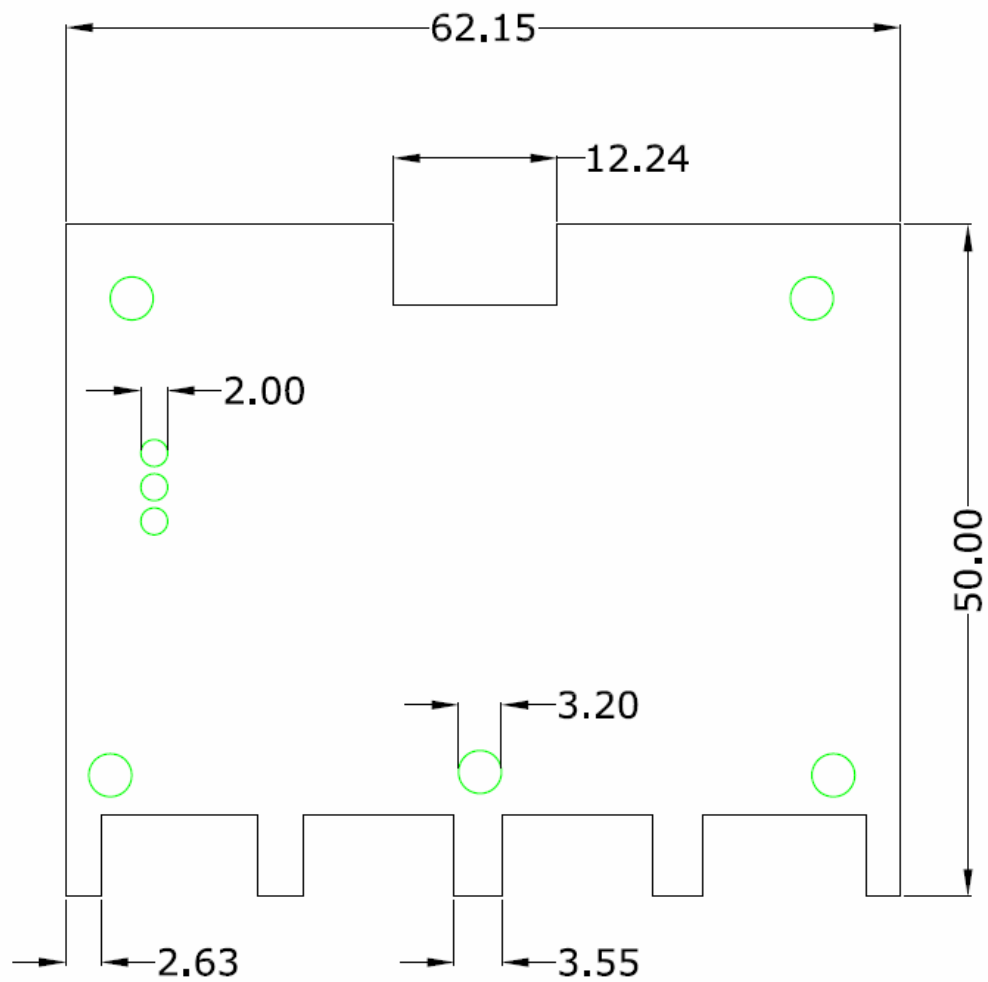












# UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

**PROYECTO:** ARRAY DE ANTENAS DE PARCHE CON POLARIZACION DUAL LINEAL/CIRCULAR Y APUNTAMIENTO VARIABLE PARA APLICACIONES WIMAX A 3.5 GHz

**ESCALAS:** 2:1

## **DESCRIPCION:**

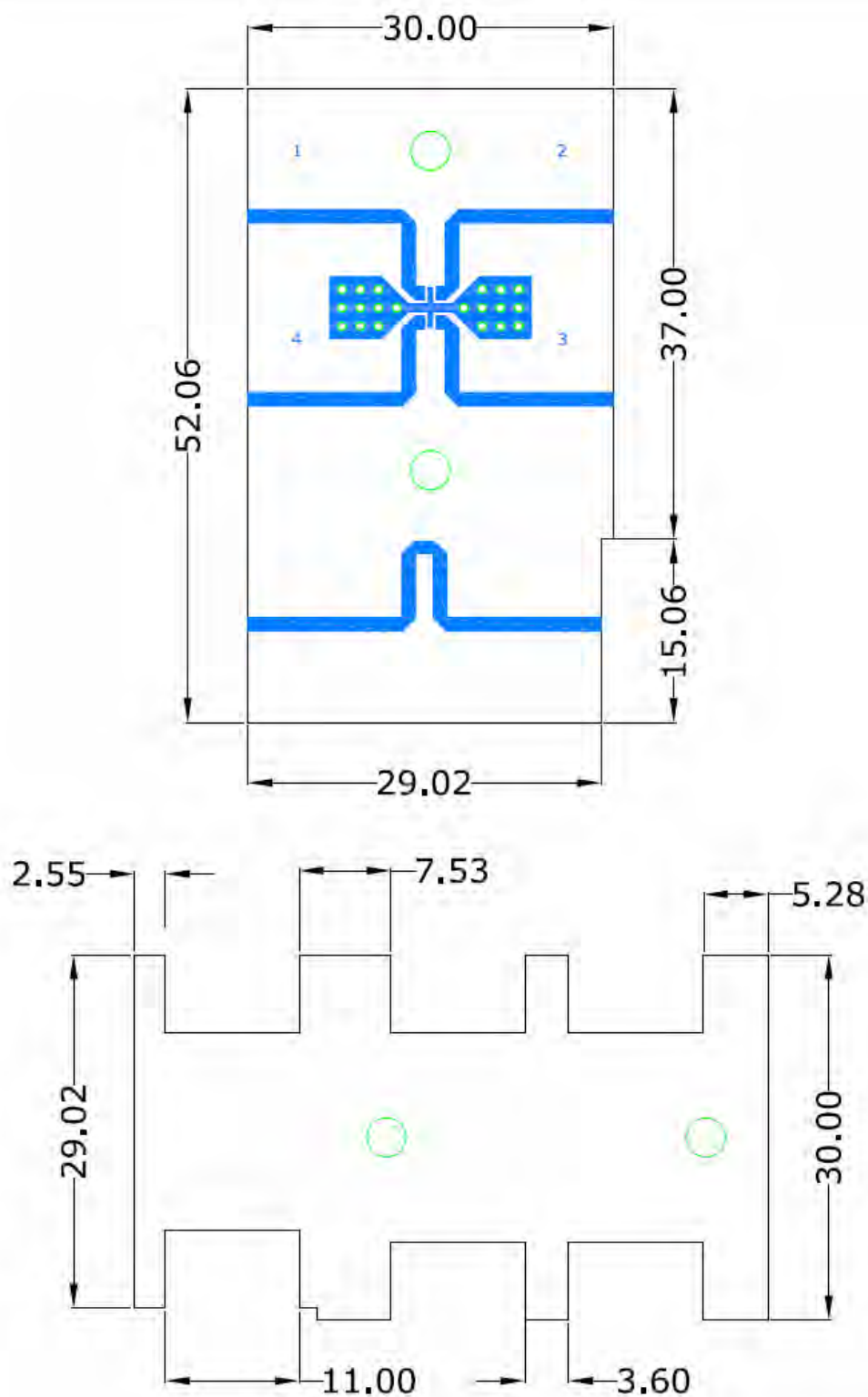
Diseño del zocalo de la placa de evaluación del Swtch 1a4,

**PLANO Nº:** 4.2

**FECHA:** Marzo 2011

**DELINEACION:** Víctor Luzón Mesas

**ARCHIVO:** Swtch\_1a4\_VSWA2\_zocalo.dwg



#### UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

**PROYECTO:** ARRAY DE ANTENAS DE PARCHES CON POLARIZACION DUAL LINEAL/CIRCULAR Y APUNTAMIENTO VARIABLE PARA APLICACIONES WIMAX A 3.5 GHz

**ESCALAS:** 2:1

**DESCRIPCION:**

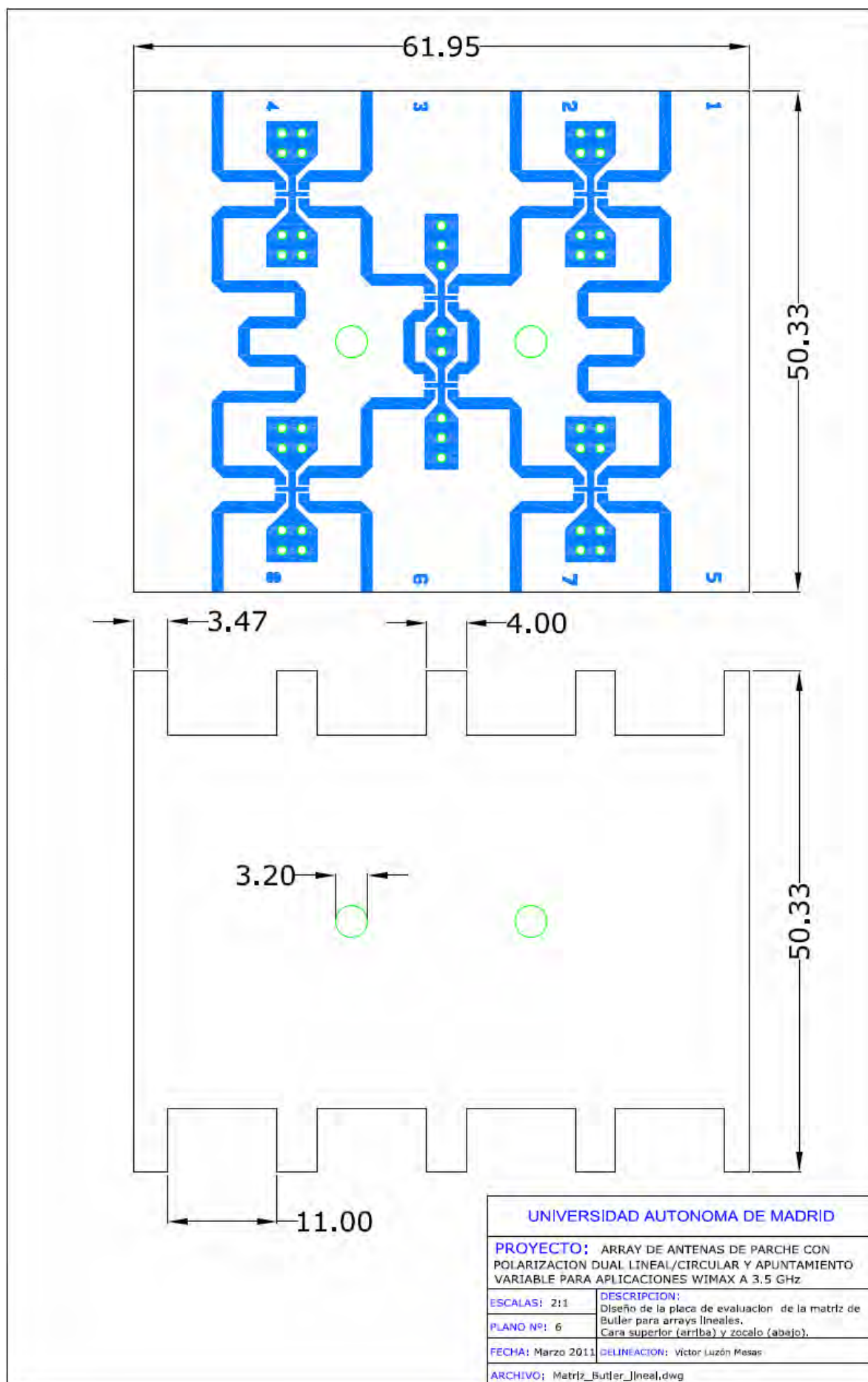
Diseño de la placa de evaluación del acoplador híbrido 90°, Cara superior (Izquierda), Zocalo (derecha).

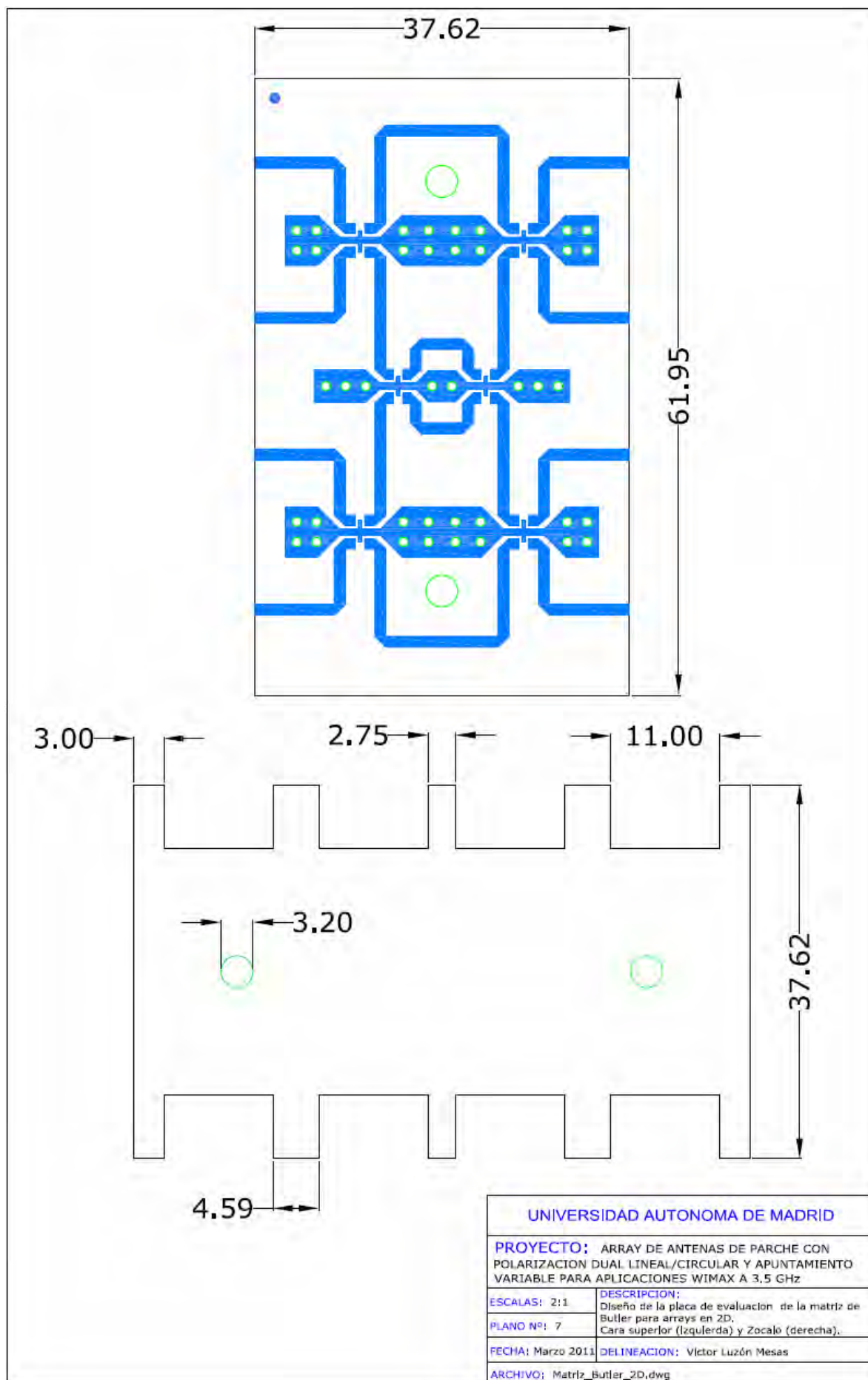
**PLANO Nº:** 5

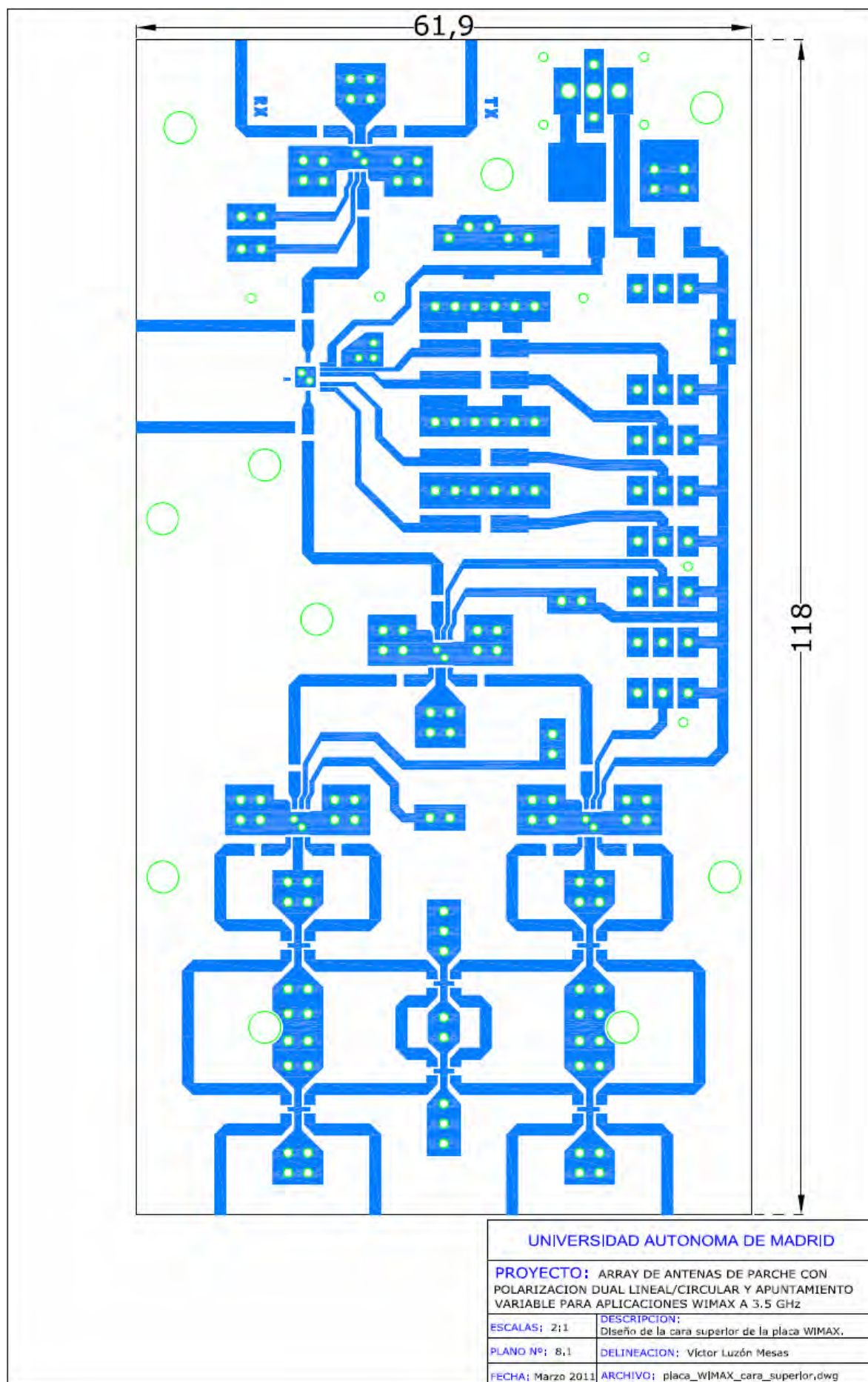
**FECHA:** Marzo 2011

**DELINTEACION:** Victor Luzón Mesas

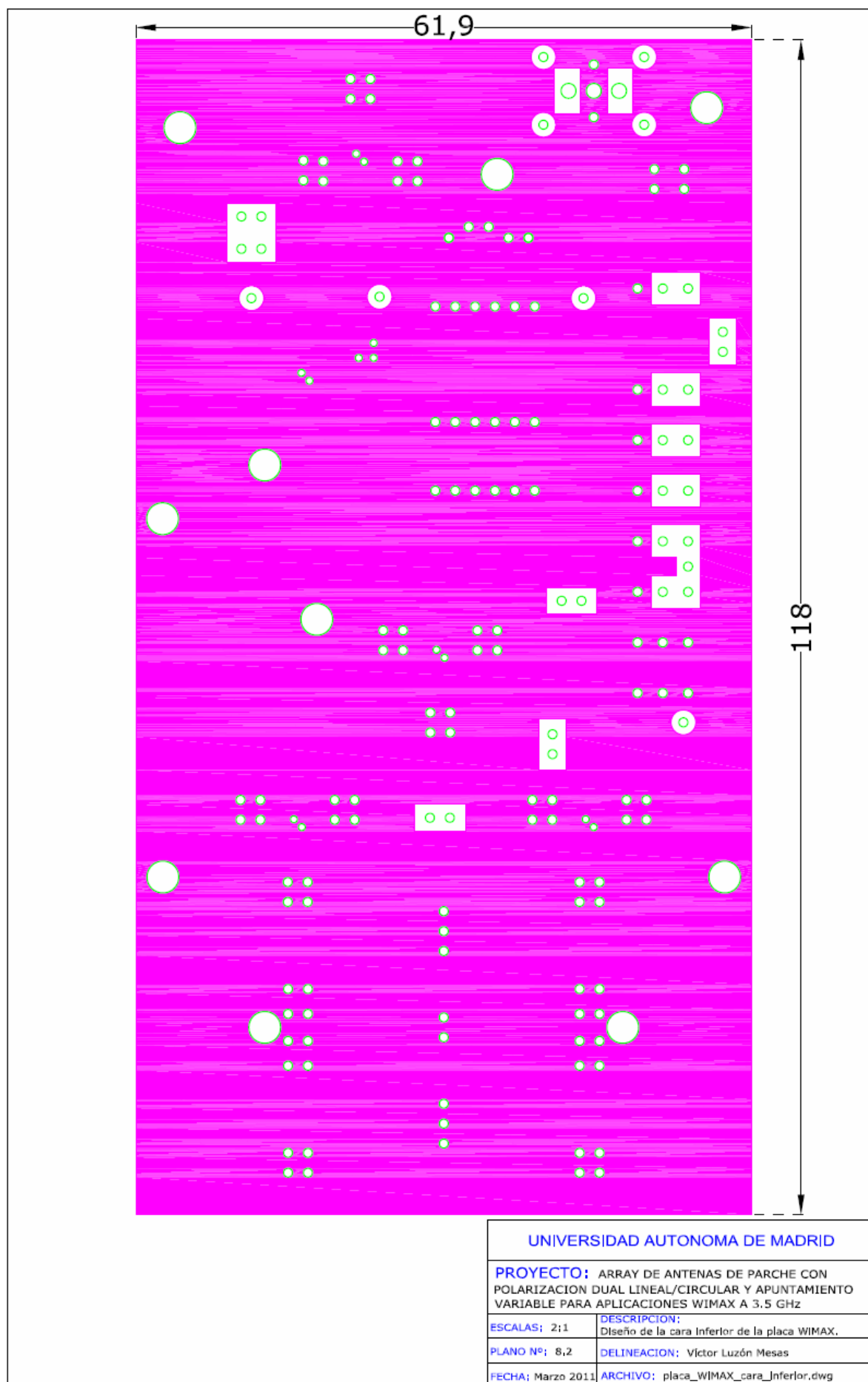
**ARCHIVO:** Acoplador\_Hibrido\_CQN\_45D.dwg



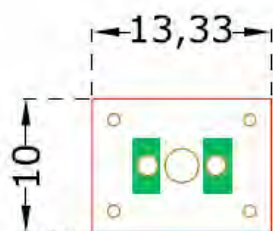
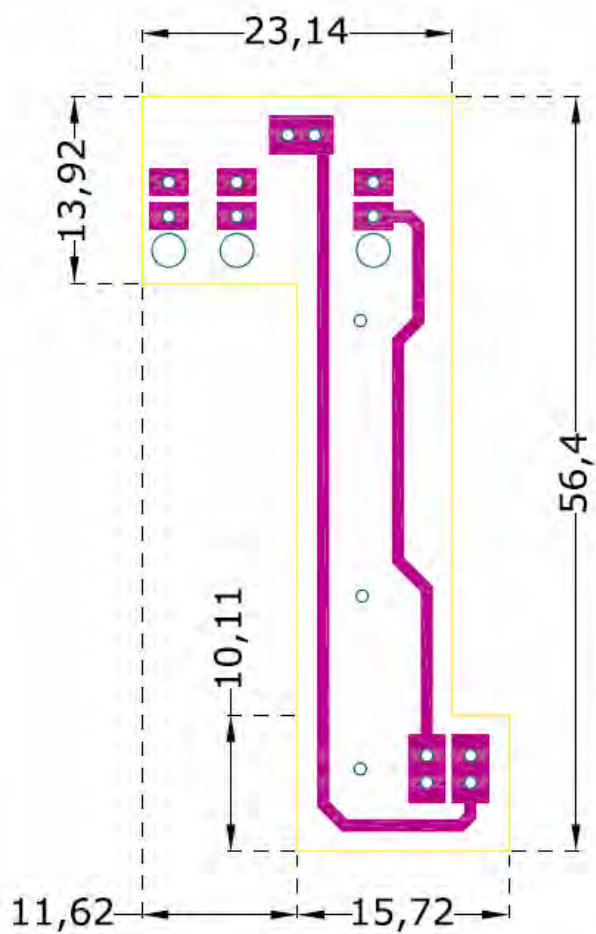
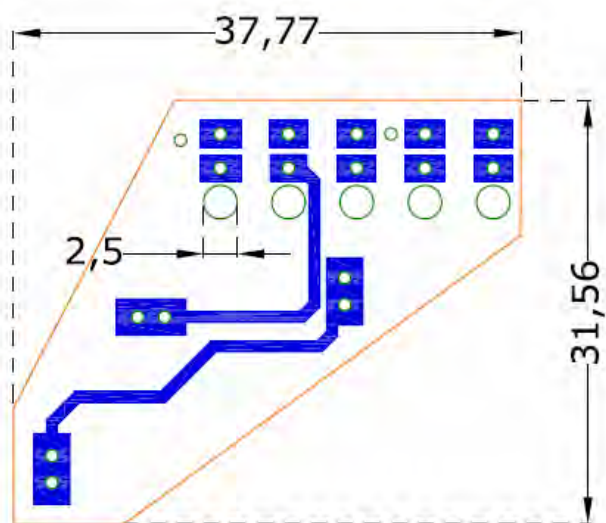












UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

**PROYECTO:** ARRAY DE ANTENAS DE PARCHE CON POLARIZACION DUAL LINEAL/CIRCULAR Y APUNTAMIENTO VARIABLE PARA APLICACIONES WIMAX A 3,5 GHz

**DESCRIPCION:** Diseño de las placas auxiliares para la placa WIMAX.

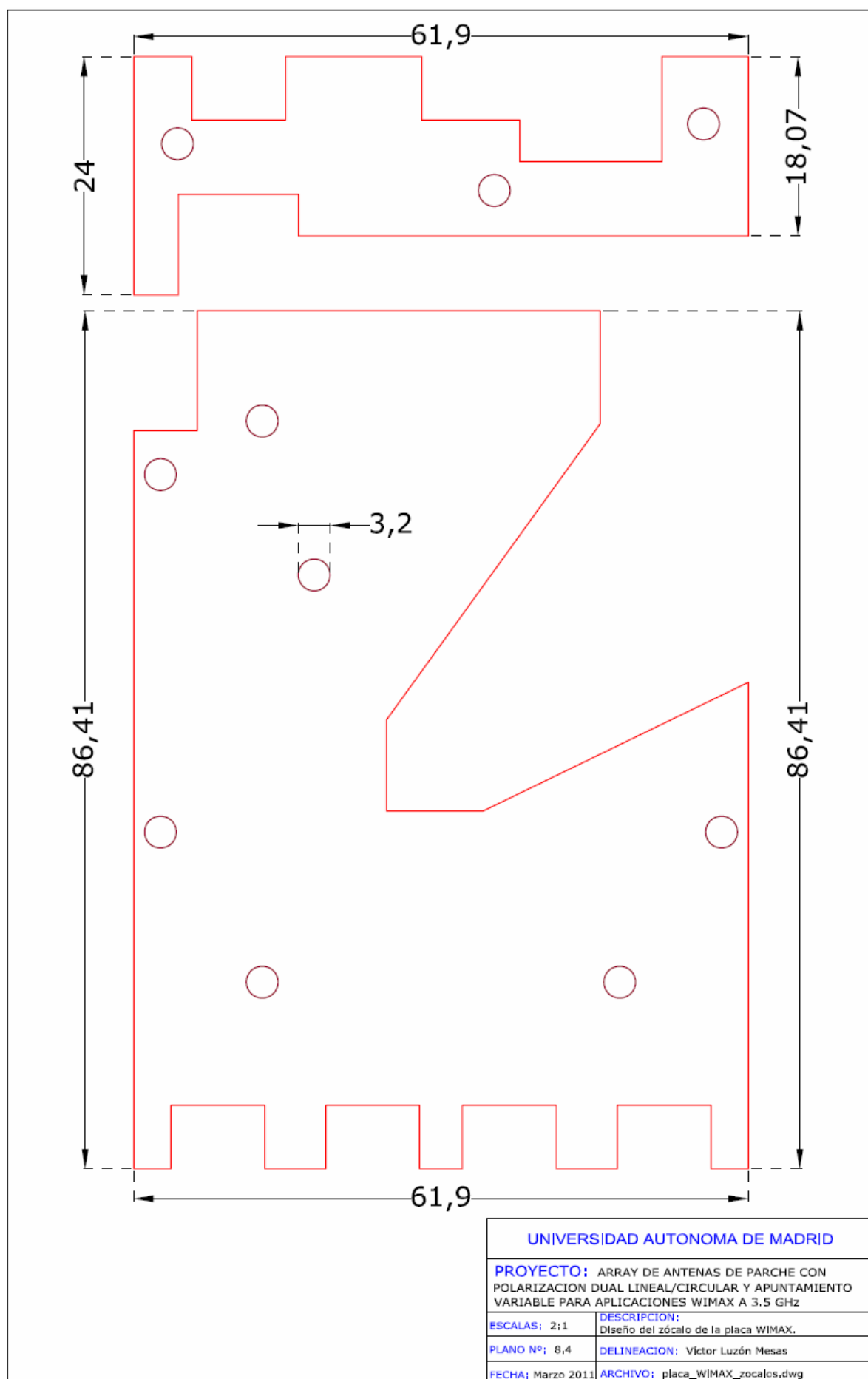
**DELINEACION:** Víctor Luzón Mesas

**ARCHIVO:** placa\_WIMAX\_placas\_auxiliares.dwg

**ESCALAS:** 2:1

**PLANO Nº:** 8,3

**FECHA:** Marzo 2011



## E. PRESUPUESTO

### 1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido).....2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses .....50 €
- Material de oficina.....150 €
- Herramienta remachadora .....414€
- Medidas en cámara anecoica durante 5h.....500€
- Medidas con analizador de redes durante 50h.....3500€
- Alquiler fresadora para la fabricación.....4800€
- Desglose material de fabricación de prototipos
  - Conectores SMA.....273€
  - Sustrato de circuitos impresos.....40€
  - Circuitos integrados.....426€
- Placa de evaluación de transceptor de RF MAXIM.....900€

Total de ejecución material.....13.053 €

### 2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material .....2.088,48 €

### 3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material .....783,18 €

### 4) Honorarios Proyecto

- 1000 horas a 18 €/ hora ..... 18.000 €

### 5) Material fungible

- Gastos de impresión ..... 60 €
- Encuadernación ..... 200 €
- Material electrónico .....393,4€

### 6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto ..... 34.578,06 €

### 7) I.V.A. aplicable

- 18% Subtotal Presupuesto ..... 6.224,05€

### 8) Total presupuesto

- Total Presupuesto ..... 40.802,11€

Madrid, Abril de 2011  
El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Víctor Luzón Mesas  
Ingeniero Superior de Telecomunicación

## **F. PLIEGO DE CONDICIONES**

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de fabricación de una red de alimentación para variar el apuntamiento de una antena WiMAX de 64 elementos radiantes con polarización dual en la banda de 3.3 – 3.7 GHz. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

### **Condiciones generales**

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partidaalzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.



20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

### **Condiciones particulares**

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.

**FIN**